



Universidade do Minho

Diogo Adélio Carvalho Vaz

Desenvolvimento de um *Solid State Transformer* para Aplicações Residenciais *em Smart Grids*

Dissertação submetida na Universidade do Minho
para a obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Eletrónica e de Computadores

Trabalho realizado sob orientação do
Doutor Vítor Duarte Fernandes Monteiro

Dezembro de 2019

DIREITOS DE AUTOR E CONDIÇÕES DE UTILIZAÇÃO DO TRABALHO POR TERCEIROS

Este é um trabalho académico que pode ser utilizado por terceiros desde que respeitadas as regras e boas práticas internacionalmente aceites, no que concerne aos direitos de autor e direitos conexos.

Assim, o presente trabalho pode ser utilizado nos termos previstos na licença abaixo indicada.

Caso o utilizador necessite de permissão para poder fazer um uso do trabalho em condições não previstas no licenciamento indicado, deverá contactar o autor, através do RepositóriUM da Universidade do Minho.



Atribuição

CC BY

<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>

Agradecimentos

O desenvolvimento desta dissertação contou com o apoio e contribuições de algumas pessoas, para quais quero transmitir os meus sinceros agradecimentos.

Quero agradecer em primeiro lugar ao meu orientador, Doutor Vitor Monteiro, por todo o seu apoio, dedicação, disponibilidade, dicas e revisões que me apresentou. Quero agradecer-lhe toda a motivação que me deu e por o todo o conhecimento que me transmitiu.

Quero agradecer ao João Machado, André Lemos, Sérgio Coelho, Bruno Nova, Frederico Passos e José Pedro Silva, meus colegas de dissertação no GEPE, por o fantástico ambiente de trabalho proporcionado, por espírito de entreajuda demonstrado ,por todo o conhecimento partilhado e todos os momentos de descontração que permitiam esquecer durante alguns momentos, problemas verificados durante esta dissertação.

Quero agradecer aos doutorandos Tiago Sousa e Luís Barros, por toda a ajuda, por todos os conselhos transmitidos, por disponibilizarem o seu tempo de trabalho para ajudar, por a partilha de conhecimento que foi fundamental para a realização desta dissertação.

Quero agradecer aos meus pais, pela oportunidade que me proporcionaram, por todo o apoio demonstrado durante estes cinco anos, por todos os conselhos e as palavras de conforto em momentos difíceis que me ajudaram a não desistir e trabalhar com mais afinco.

Quero transmitir um agradecimento a todos os meus colegas durante os cinco anos de curso, por todo o espírito de entreajuda e por todo o conhecimento partilhado.

Por fim, quero agradecer aos meus amigos, Gil Pereira, Filipe Apolinário e Miguel Santos por todos os fantásticos momentos vividos que serviam de meio de distração e por todo o apoio demonstrado.

Este trabalho de dissertação está enquadrado no projeto de IC&DT “ESGRIDS – *Enhancing Smart GRIDs for Sustainability*”, financiado pela Fundação para a Ciência e Tecnologia, com a referência POCI-01-0145-FEDER-016434 (Projetos I&D em Co-Promoção).

Este trabalho de dissertação está enquadrado no projeto de IC&DT “DAIPESEV – *Development of Advanced Integrated Power Electronic Systems for Electric Vehicles*”, financiado pela Fundação para a Ciência e Tecnologia, com a referência PTDC/EEI EEE/30382/2017.

DECLARAÇÃO DE INTEGRIDADE

Declaro ter atuado com integridade na elaboração do presente trabalho académico e confirmo que não recorri à prática de plágio nem a qualquer forma de utilização indevida ou falsificação de informações ou resultados em nenhuma das etapas conducente à sua elaboração.

Mais declaro que conheço e que respeitei o Código de Conduta Ética da Universidade do Minho

Resumo

O consumo de energia elétrica é essencial para o quotidiano das pessoas e empresas, sendo por isso necessário um fornecimento de energia elétrica com ótima qualidade. Posto isto, torna-se fundamental o desenvolvimento de equipamentos que assegurem uma ótima qualidade de energia elétrica.

Durante os últimos 20 anos, o *solid-state transformer* (SST) tem sido alvo de investigação científica no sentido de substituir o transformador convencional. Face aos transformadores convencionais, o SST apresenta inúmeras vantagens, tais como, a redução do volume e peso e o facto de permitir um elevado grau de controlabilidade. Este controlo permite elevados padrões de qualidade de energia elétrica, pois controla a corrente de entrada para que tenha reduzida distorção harmónica e para que o fator de potência seja unitário. Os SSTs podem também permitir uma melhor integração das energias renováveis e de sistemas de armazenamento de energia, tal como gestão de energia nas *micro-grids*, sendo assim um bloco chave no desenvolvimento das *smart grids*. Além disso, com a introdução desta tecnologia, será possível a comunicação com os fornecedores de energia e os clientes visando estabelecer modos de operação específicos. Apesar das diversas vantagens, um SST apresenta algumas desvantagens. Atualmente, um SST não é tão eficiente como um transformador convencional, sendo também mais caro devido a utilização de diversos dispositivos eletrónicos. Em parte, o problema da eficiência é o resultado das perdas dos semicondutores utilizados (MOSFET, IGBT), sendo que com o surgimento de novos semicondutores como os SiCs (*silicom carbide*), verifica-se uma diminuição das perdas e um incremento da frequência de operação.

Esta dissertação apresenta o desenvolvimento de um SST monofásico que permite o controlo da corrente de entrada e da tensão e frequência de saída. Consequentemente, com esta controlabilidade, é possível atingir elevados padrões de qualidade de energia elétrica. Após o estudo do estado da arte sobre conversores de eletrónica de potência e sobre estratégias de controlo, foi desenvolvido um modelo de simulação para verificar o funcionamento do SST. Posteriormente, foi desenvolvido um protótipo laboratorial e foram obtidos resultados experimentais.

Palavras-Chave: *Solid-State Transformer*, *Smart grids*, Eletrónica de potência, SiC – *silicom carbide*, Qualidade da energia elétrica.

Abstract

The consumption of electric energy is essential for the daily life of people and companies, therefore a supply of electric energy with excellent quality is required. Thereby, it is fundamental to develop equipment that ensures excellent quality of electrical energy.

During the last 20 years, the solid-state transformer (SST) has been the subject of scientific research to replace the conventional transformer. Compared to conventional transformers, the SST has many advantages, such as reduction of volume and weight and a high degree of controllability. This control allows high standards of electric power quality because it controls the input current so that it has reduced harmonic distortion and allows a unity power factor. SSTs enable better integration of renewable energy and energy storage systems, such as micro-grids power management, and are a key block in the development of smart grids. In addition, the introduction of this technology will enable communication with energy suppliers and customers to establish specific modes of operation. Despite the several advantages, an SST has some disadvantages. Currently, an SST is not as efficient as a conventional transformer and is also more expensive due to the use of various electronic devices. In part, the efficiency problem is the result of the losses of the used semiconductors (MOSFET, IGBTs), and with the emergence of new semiconductors such as SiCs (silicon carbides), there is a decrease in losses and an increase in the frequency of operation.

This dissertation presents the development of a single-phase SST that allows the control of the input current and the output voltage and the output frequency. Consequently, with this controllability, it is possible to achieve high standards of electrical power quality. After a state-of-the-art study on power electronics converters and control strategies, a simulation model was developed to verify the functioning of the SST. Subsequently, a laboratory prototype was developed, and experimental results were obtained.

Keywords: Solid-state transformer, Smart grids, power electronics, SiC – *silicom carbide*, Electrical power quality.

ÍNDICE

Agradecimentos	iii
Resumo	v
Abstract	vi
Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas	xiv
Acrónimos e Siglas	xv
Nomenclatura	xvii
Capítulo 1 Introdução	1
1.1 Futuro da Rede Elétrica	1
1.2 <i>Smart Grid</i>	3
1.3 Qualidade de Energia Elétrica	6
1.4 <i>Solid-State Transformer</i>	9
1.5 Motivações	11
1.6 Objetivos	12
1.7 Organização da Dissertação	12
Capítulo 2 Sistemas de Eletrónica de Potência para o <i>Solid-State Transformer</i>	14
2.1 Introdução	14
2.2 Topologias de um SST	14
2.3 Semicondutores de Potência	16
2.4 Conversores CA-CC Bidirecionais	16
2.4.1 Conversor <i>Half-Bridge</i>	17
2.4.2 Conversor <i>Full-Bridge</i>	18
2.4.3 Conversor <i>Neutral-Point-Clamped</i>	19
2.4.4 Conversor <i>Flying-Capacitor</i>	20
2.4.5 Conversor <i>Cascade H-Bridge</i>	20
2.5 Conversores CC-CC Bidirecionais Isolados	22
2.5.1 Conversor <i>Dual Half-Bridge</i>	22
2.5.2 Conversor <i>Full Half Bridge</i>	23
2.5.3 Conversor <i>Dual Active Bridge</i>	23
2.5.4 Conversor <i>Quadruple Active Bridge</i>	24
2.6 Conversores CC-CA Bidirecionais	25
2.6.1 Conversor <i>Half-Bridge</i>	26
2.6.2 Conversor <i>Full-Bridge</i>	26
2.6.3 Conversor <i>Diode-Clamped</i>	27
2.6.4 Conversor <i>Cascade H-Bridge</i>	29
2.7 Teorias de Controlo de Conversores CA-CC Bidirecionais	30
2.7.1 Teoria de Potência Fryze-Buchholz-Depenbrock (FBD)	31
2.7.2 Teoria de Controlo Através da Tensão do Barramento CC	32
2.8 Técnicas de controlo de corrente para Conversores CA-CC Bidirecionais	32
2.8.1 Controlo de Corrente <i>Periodic Sampling</i>	32
2.8.2 Controlo de Corrente Proporcional-Integral Estacionário	33

2.8.3	Controlo de Corrente Preditivo	34
2.9	Técnicas de controlo para Conversores CC-CC Bidirecionais Isolados	36
2.9.1	Modulação por PWM	37
2.9.2	Modulação por <i>Phase Shift</i>	37
2.10	Técnicas de controlo para Conversores CC-CA Bidirecionais.....	42
2.10.1	Modulação de Largura de Pulso Sinusoidal	43
2.10.2	Controlo Preditivo de Tensão.....	46
2.11	Conclusões.....	47
Capítulo 3	Simulação do <i>Solid-State Transformer</i>	49
3.1	Introdução	49
3.2	Simulação do Conversor CA-CC <i>Full-Bridge</i>	49
3.2.1	Modelo PSIM do Conversor CA-CC <i>Full-Bridge</i>	49
3.2.2	Sincronização com a Rede Elétrica	50
3.2.3	Controlo de Corrente.....	52
3.2.4	Regulação da Tensão Barramento CC	53
3.2.5	Teoria de Potência	55
3.2.6	Resultados da Simulação do Conversor CA-CC	56
3.3	Simulação do Conversor <i>Dual Active Bridge</i>	59
3.3.1	Modelo PSIM do Conversor CC-CC <i>Dual Active Bridge</i>	59
3.3.2	Modulação por PWM	60
3.3.3	Técnica SPS.....	61
3.3.4	Resultados da Simulação do Conversor Dual Active Bridge	63
3.4	Simulação do Conversor CC-CA <i>Full-Bridge</i>	65
3.4.1	Modelo PSIM do Conversor CC-CA <i>Full-Bridge</i>	65
3.4.2	Controlo Preditivo de Tensão.....	66
3.4.3	Resultados da Simulação.....	67
3.5	Simulação do Sistema Integrado de Potência.....	70
3.5.1	Modelo PSIM do SST.....	71
3.5.2	Resultados da Simulação.....	71
3.6	Conclusão	78
Capítulo 4	Desenvolvimento do Sistema de Controlo do <i>Solid-State Transformer</i>	79
4.1	Introdução	79
4.2	Microcontrolador	79
4.3	Sensores de Tensão	82
4.4	Sensores de Corrente	84
4.5	Condicionamento do Sinal	85
4.6	Proteção.....	87
4.7	Placas de Sensores e Condicionamento do Sinal.....	89
4.8	Placas de <i>Driver</i>	90
4.9	Conclusão	94
Capítulo 5	Desenvolvimento do Sistema de Potência do <i>Solid-State Transformer</i>	95
5.1	Introdução	95
5.2	Semicondutores de Potência	95
5.2.1	Proteções de <i>Gate</i>	96
5.2.2	Resistência de <i>Gate</i>	96
5.2.3	Condensador de Desacoplamento	97

5.3	Conversor CA-CC <i>Full-Bridge</i>	97
5.3.1	Barramento CC.....	98
5.3.2	Bobina de Acoplamento à Rede Elétrica	98
5.4	Projeto e Desenvolvimento do Transformador de Alta Frequência para o Conversor CC-CC <i>Dual Active Bridge</i>	99
5.5	Conversor CC-CA <i>Full-Bridge</i>	103
5.5.1	Barramento CC.....	103
5.5.2	Filtro LC	103
5.6	Placas de Potência desenvolvidas	105
5.7	Integração do Sistema	106
5.8	Conclusão	107
Capítulo 6	Resultados Experimentais do <i>Solid-State Transformer</i>	109
6.1	Introdução.....	109
6.2	Resultados da Sincronização com a Rede Elétrica	109
6.3	Resultados do Conversor CA-CC bidirecional.....	110
6.3.1	Controlo de Corrente.....	110
6.3.2	Regulação Barramento CC e Teoria FBD	112
6.4	Resultados Conversor CC-CC <i>Dual Active Bridge</i>	114
6.4.1	Regulação barramento CC malha aberta	114
6.4.2	Regulação barramento CC malha fechada.....	116
6.5	Resultados do Conversor CC-CA bidirecional.....	118
6.6	Resultados do SST	120
6.7	Conclusão	125
Capítulo 7	Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro.....	126
7.1	Conclusões.....	126
7.2	Sugestões de Trabalho Futuro	130
	Lista de Referências	131

Lista de Figuras

Figura 1.1- Sinal de corrente que contém harmónicos : (a) Corrente total; (b) Decomposição do sinal de corrente.	8
Figura 1.2-Constituição de um SST.	9
Figura 2.1-Topologias de um SST.	14
Figura 2.2-Convertor CA-CC half-bridge.	18
Figura 2.3-Convertor CA-CC <i>full-bridge</i>	19
Figura 2.4-Convertor CA-CC NPC.	19
Figura 2.5-Convertor CA-CC <i>flying capacitor</i>	20
Figura 2.6-Convertor CA-CC <i>cascade H-Bridge</i>	21
Figura 2.7-Convertor CC-CC bidirecional isolado <i>dual half-bridge</i>	22
Figura 2.8- Convertor CC-CC bidirecional isolado <i>full half-bridge</i>	23
Figura 2.9-Convertor CC-CC bidirecional isolado dual active bridge.	24
Figura 2.10-Convertor CC-CC bidirecional isolado <i>quadruple active bridge</i>	25
Figura 2.11-Convertor CC-CA half-bridge.	26
Figura 2.12-Convertor CC-CA full-bridge.	27
Figura 2.13-Convertor CC-CA NPC.	28
Figura 2.14-Convertor CC-CA cascade H-Bridge.	29
Figura 2.15-Modelo equivalente da Teoria FBD.	31
Figura 2.16-Diagrama de blocos do controlo <i>periodic sampling</i>	33
Figura 2.17-Diagrama de blocos do controlo PI.	33
Figura 2.18-Convertor CA-CC <i>full-bridge</i>	35
Figura 2.19- Circuito equivalente de um conversor CC-CC bidirecional isolado quando é aplicado a técnica <i>phase shift</i>	38
Figura 2.20- Funcionamento do conversor DAB com a técnica SPS: (a) Sinal de gate de S_1 e S_4 ; (b) Sinal de gate de S_2 e S_3 ; (c) Sinal de gate de S_5 e S_6 ; (d) Sinal de gate de S_7 e S_8 ; (e) Tensão de saída da ponte 1 (v_1); (f) Tensão de saída da ponte 2 (v_2); (g) Corrente de saída da ponte 1 (i_1); (h) Potência de saída da ponte 1 (p_1).	39
Figura 2.21- Funcionamento do conversor DAB com a técnica de controlo ESPS: (a) Sinal de gate de S_1 ; (b) Sinal de gate de S_2 ; (c) Sinal de gate de S_3 ; (d) Sinal de gate de S_4 ; (e) Sinal de gate de S_5 e S_6 ; (f) Sinal de gate de S_7 e S_8 ; (g) Tensão de saída da ponte 1 (v_1); (h) Tensão de saída da ponte 2 (v_2); (i) Corrente de saída da ponte 1 (i_1); (j) Potência de saída da ponte H1 (p_1).	40
Figura 2.22- Funcionamento do conversor DAB com a técnica DPS: (a) Sinal de gate de S_1 ; (b) Sinal de gate de S_2 ; (c) Sinal de gate de S_3 ; (d) Sinal de gate de S_4 ; (e) Sinal de gate de S_5 ; (f) Sinal de gate de S_6 ; (g) Sinal de gate de S_7 ; (h) Sinal de gate de S_8 ; (i) Tensão de saída da ponte 1 (v_1); (j) Tensão de saída da ponte 2 (v_2); (k) Corrente de saída da ponte 1 (i_1); (l) Potência de saída da ponte 1 (p_1).	41
Figura 2.23- Exemplo Modulação SPWM: (a) Onda de referência e onda portadora; (b) Sinal de PWM obtido.	43
Figura 2.24- Lógica de controlo da modulação SPWM bipolar	44
Figura 2.25- Exemplo Modulação SPWM bipolar: (a) Onda de referência e onda portadora; (b) Sinal de saída.	44

Figura 2.26-Lógica de controlo da modulação SPWM unipolar.....	45
Figura 2.27- Exemplo Modulação SPWM unipolar: (a) Ondas de referência e onda portadora; (b) Sinal de saída.	46
Figura 2.28-Diagrama de blocos do controlo preditivo de tensão.	47
Figura 3.1-Modelo em PSIM do conversor CA-CC bidirecional.....	50
Figura 3.2-Diagrama de blocos no domínio de Laplace da PLL.	51
Figura 3.3-Tensão da rede elétrica com THD _v de 1,5%. e PLL gerada.	52
Figura 3.4-Tensão da rede elétrica com THD _v de 15,4%. e PLL gerada.	52
Figura 3.5-Corrente na rede elétrica utilizando o controlo: (a) PS; (b) PI; (c) Preditivo.	53
Figura 3.6- Carregamento e regulação da tensão do barramento CC.	54
Figura 3.7-Corrente na rede elétrica durante o processo de carregamento do barramento CC.	54
Figura 3.8-Tensão e corrente na rede elétrica.	55
Figura 3.9-Corrente na rede elétrica e corrente de referência.	56
Figura 3.10-Tensão e corrente na rede elétrica utilizando a teoria FBD.	56
Figura 3.11-Tensão e corrente na rede elétrica com o controlo desativado.	57
Figura 3.12-Corrente de referência e corrente na rede elétrica com o controlo ativado.	57
Figura 3.13-Tensão e corrente na rede elétrica com o controlo ativado.	57
Figura 3.14- Tensão e corrente na rede elétrica quando há distorção na tensão.....	58
Figura 3.15-Corrente na rede elétrica quando ocorre uma a ligação de uma nova carga.	58
Figura 3.16-Tensão no barramento CC quando ocorre uma a ligação de uma nova carga.....	59
Figura 3.17-Modelo em PSIM do conversor CC-CC <i>Dual Active Bridge</i>	60
Figura 3.18-Tensão na saída do DAB.	60
Figura 3.19-Variação do valor do <i>duty-cycle</i>	61
Figura 3.20-Tensões nos terminais do transformador.	61
Figura 3.21-Diagrama de blocos do controlo PI para cálculo do ângulo de desfasamento.	62
Figura 3.22- Simulação da técnica SPS: (a) Tensão de saída do conversor; (b) Tensões no enrolamento primário e secundário do transformador; (c) Tensão e corrente no enrolamento primário do transformador.	63
Figura 3.23-Ângulo de desfasamento entre pontes do DAB.	63
Figura 3.24- Simulação da técnica SPS: (a) Tensão de saída do conversor; (b) Tensões no enrolamento primário e secundário do transformador; (c) Tensão e corrente no enrolamento primário do transformador.	64
Figura 3.25-Ângulo de desfasamento entre pontes do DAB quando estão ligadas duas cargas.	65
Figura 3.26-Modelo em PSIM do conversor CC-CA <i>full-bridge</i>	66
Figura 3.27- Tensão de saída e Tensão de referência do conversor CC-CA: (a) Modulação bipolar; (b) Modulação unipolar.	67
Figura 3.28- Formas de onda quando são ligados cargas lineares: (a) Tensão nas cargas e tensão de referência ; (b) Tensão e corrente nas cargas.....	68
Figura 3.29- Formas de onda quando são ligados cargas não lineares: (a) Tensão nas cargas e tensão de referência ; (b) Tensão e corrente nas cargas.....	69
Figura 3.30- Formas de onda quando são ligados cargas lineares e não lineares : (a) Tensão nas cargas e tensão de referência ; (b) Tensão e corrente nas cargas.....	70
Figura 3.31.Modelo PSIM do SST.	71

Figura 3.32-Funcionamento de SST com 1 carga : (a) Tensão barramento CC 1 ; (b) Corrente na rede e corrente de referência ; (c) Tensão e corrente na rede ; (d) Tensão barramento CC 2 ; (e) Tensão na carga e tensão de referência.	73
Figura 3.33- Funcionamento de SST com ligação de 2 cargas : (a) Tensão barramento CC 1 ; (b) Corrente na rede e corrente de referência ; (c) Tensão e corrente na rede ; (d) Tensão barramento CC 2 ; (e) Tensão nas cargas e tensão de referência.....	75
Figura 3.34- Funcionamento de SST com ligação de uma carga não linear: (a) Tensão barramento CC 1 ; (b) Corrente na rede e corrente de referência ; (c) Tensão e corrente na rede ; (d) Tensão barramento CC 2 ; (e) Tensão e corrente nas cargas.....	77
Figura 4.1- DSP TMS320F28335.	80
Figura 4.2-Placa de desenvolvimento TMDSCNCD28335.	80
Figura 4.3-Ambiente de trabalho do <i>Code Composer Studio</i>	81
Figura 4.4- Fluxograma do sistema de controlo.	82
Figura 4.5-Sensor de tensão CYHVS5-25A.	82
Figura 4.6- Esquema elétrico do sensor de tensão CYHVS5-25A.....	83
Figura 4.7-Sensor de corrente LTSR 15-NP.....	84
Figura 4.8-Esquema elétrico do sensor de corrente <i>LTSR 15-NP</i>	85
Figura 4.9-Esquema elétrico do amplificador somador não inversor.	86
Figura 4.10- Esquema do seguidor de tensão, filtro RC e diodo de <i>zener</i>	87
Figura 4.11-Comparador em janela.	88
Figura 4.12-Esquema do NE555 e da porta OR.	89
Figura 4.13-Placa de sensores desenvolvida.	90
Figura 4.14-Placa de condicionamento de sinal desenvolvida.	90
Figura 4.15- Esquema elétrico da configuração <i>bootstrap</i>	92
Figura 4.16-Placa de <i>driver</i> desenvolvida.....	93
Figura 4.17-Tensões <i>gate-source</i> aplicadas a um braço de um conversor.....	93
Figura 5.1- MOSFET SIC C3M0120090D.	96
Figura 5.2-Esquema da proteção de <i>gate</i>	96
Figura 5.3-Condensador de desacoplamento.	97
Figura 5.4- Condensador utilizado no barramento CC.....	98
Figura 5.5- Bobina de acoplamento à rede elétrica.	99
Figura 5.6-Transformador de alta frequência desenvolvido.	102
Figura 5.7- Teste ao transformador de alta frequência utilizando: (a) Onda quadrada ;(b) Onda sinusoidal.	103
Figura 5.8-Condensador Filtro LC	104
Figura 5.9-Bobina do filtro LC.....	104
Figura 5.10-Resistencia de amortecimento	104
Figura 5.11- Primeira placa de potência desenvolvida.....	105
Figura 5.12- Segunda placa de potência desenvolvida.	106
Figura 5.13-Placa de potência e placa de driver.	106
Figura 5.14- Fotografia da integração do sistema total : a) Vista de lado; b) Vista de cima.....	107
Figura 6.1-PLL gerada e tensão na rede elétrica: (a) Tensão na rede 50 V RMS; (b) Tensão na rede 100 V RMS.	110

Figura 6.2- Corrente sintetizada através do controlo preditivo quando: (a) $V_{cc1} = 30 \text{ V}$; (b) $V_{cc1} = 40 \text{ V}$; (c) $V_{cc1} = 50 \text{ V}$; (d) $V_{cc1} = 60 \text{ V}$	111
Figura 6.3-Controlo de corrente preditivo: (a) $i_{ref} = 3 \text{ A}$ pico; (b) $i_{ref} = 4 \text{ A}$ de pico.	112
Figura 6.4-Regulação barramento CC e teoria FBD: (a) Corrente rede elétrica sem controlo ; (b) Tensão Barramento CC e corrente na rede e corrente de referência ; (c) Corrente e Tensão na rede elétrica.	113
Figura 6.5- Funcionamento da regulação do barramento CC para 80 V.	114
Figura 6.6- Funcionamento DAB em malha aberta para 30 V : (a) Tensão barramento CC e Tensões nos enrolamentos do transformador ; (b) Tensões nos enrolamentos do transformador com escala de tempo ampliada.	115
Figura 6.7- Funcionamento DAB em malha aberta para 60 V : (a) Tensão barramento CC e Tensões nos enrolamentos do transformador ; (b) Tensões nos enrolamentos do transformador com a escala de tempo ampliada.	116
Figura 6.8- Funcionamento do DAB em malha fechada para 30 V ; (a) a Tensão barramento CC e Tensões nos enrolamentos do transformador ; (b) Tensões nos enrolamentos do transformador com escala de tempo ampliada.	117
Figura 6.9-Funcionamento DAB malha fechada para 60 V.	118
Figura 6.10-Tensão e corrente na saída do conversor CC-CA para uma carga resistiva, recorrendo ao controlo preditivo de tensão.....	118
Figura 6.11-Tensão e corrente na saída do conversor CC-CA para uma carga resistiva.	119
Figura 6.12-Tensão e corrente na saída do conversor CC-CA para uma carga RL.	119
Figura 6.13-Tensão e corrente na saída do conversor CC-CA para uma carga não linear	120
Figura 6.14-Funcionamento retificador ativo e DAB: (a) Tensão e corrente na rede elétrica e Tensões nos barramentos CC ; (b) Tensão e corrente na rede elétrica.	121
Figura 6.15-Funcionamento do SST para uma carga resistiva: (a) Tensão e corrente na rede elétrica e Tensões no barramento CC ; (b) Tensão e corrente na carga ; (c) Tensão na rede elétrica e carga.....	123
Figura 6.16-Funcionamento do SST para uma carga RL: (a) Tensão e corrente na rede elétrica e Tensões no barramento CC ; (b) Tensão e corrente na carga;.....	124

Lista de Tabelas

Tabela 1.1-Produção energia renovável em Portugal.....	2
Tabela 2.1-Níveis de tensão produzidos por um conversor CC-CA <i>half-bridge</i>	26
Tabela 2.2-Níveis de tensão produzidos por um conversor CC-CA <i>full-bridge</i>	27
Tabela 2.3-Níveis de tensão produzidos por um conversor CC-CA <i>diode clamped</i>	28
Tabela 2.4- Níveis de tensão produzidos por um conversor <i>cascade H-Bridge</i> de 5 níveis.	30
Tabela 3.1-THD _{ref} da corrente elétrica para diferentes técnicas de controlo.	53
Tabela 5.1- Parâmetros do transformador	99
Tabela 5.2-Parâmetros do núcleo do transformador.	100
Tabela 5.3-Relação do número de espiras com as perdas do transformador.....	101

Acrónimos e Siglas

Acrónimo / Sigla	Significado
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
APREN	Associação Portuguesa de Energias Renováveis
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
DAB	<i>Dual Active Bridge</i>
DAC	<i>Digital-to-Analog</i>
DPS	<i>Dual Phase Shift</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
ESPS	<i>Extended Single Phase Shift</i>
FBD	<i>Fryze-Buchholz-Depenbrock</i>
FAP	Filtro Ativo Paralelo
GPIO	<i>General Purpose Input Output</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MLT	<i>Mean Length Turn</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MPL	<i>Magnetic Path Length</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PI	<i>Proportional Integral</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PS	<i>Periodic Sampling</i>

PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
QAB	<i>Quadruple Active Bridge</i>
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SiC	<i>Silicon Carbide</i>
SPS	<i>Single Phase Shift</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
SST	<i>Solid-State Transformer</i>
SVC	<i>Static VAR Compensator</i>
TCR	<i>Thyristor Controlled Reactor</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
TPF	<i>Total Power Factor</i>
TSC	<i>Thyristor Switched Capacitor</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>

Nomenclatura

C_{ca}	Condensador do filtro LC do conversor CC-CA	F
i_{cargas}	Valor instantâneo da corrente nas cargas	A
i_g	Valor instantâneo da corrente na rede elétrica	A
i_{ref}	Valor instantâneo da corrente de referência na rede elétrica	A
L	Bobina de acoplamento à rede elétrica	H
L_{ca}	Bobina do filtro LC do conversor CC-CA	H
P	Valor médio da potência ativa	W
P_{reg}	Valor médio da potência para regular o barramento CC1	W
v_g	Valor instantâneo da tensão na rede elétrica	V
v_{cargas}	Valor instantâneo da tensão nas cargas	V
v_{ref}	Valor instantâneo da tensão de referência para as cargas	V
V_g	Valor eficaz da tensão na rede elétrica	V
V_{cc1}	Valor instantâneo da tensão no barramento CC do conversor CA-CC	V
V_{cc2}	Valor instantâneo da tensão no barramento CC do conversor CC-CC	V
v_{cargas}	Valor instantâneo da tensão nas cargas	V
v_{pll}	Valor instantâneo do sinal de PLL	V
V_{pll}	Valor eficaz do sinal de PLL	V
T_a	Periodo de amostragem	s

Capítulo 1

Introdução

1.1 Futuro da Rede Elétrica

Com a evolução da tecnologia, cada vez mais tudo o que ser humano utiliza, contém um sistema elétrico/eletrónico, e consequentemente o consumo de energia elétrica é imprescindível para o quotidiano das pessoas. Estima-se que a demanda de energia elétrica terá um aumento de 60% entre 2016 e 2040 [1].

Atualmente, decorre uma mudança na forma como a energia elétrica é produzida e posteriormente distribuída. Na forma mais convencional, a energia é produzida nas centrais produtoras, tais como centrais térmicas, hidroelétricas, solares e eólicas, sendo posteriormente distribuída pela rede elétrica para as habitações e indústrias [2]. Nesta topologia verifica-se apenas um fluxo unidirecional de energia, existindo pouca interação entre fornecedores e clientes.

A maior parcela da energia produzida é proveniente de fontes de energia não renovável [3]. Segundo dados da Associação Portuguesa de Energias Renováveis (APREN), no ano de 2017, 58% da energia elétrica produzida em Portugal é proveniente da queima de combustíveis fósseis [4].

A utilização da queima de combustíveis fósseis para a produção de energia, é um dos principais fatores que contribuem para as alterações climáticas, principalmente devido à emissão de gases de efeito de estufa.

Com o aumento dos efeitos das alterações climáticas, é necessário a aposta em formas de energias menos poluentes, que contribuem para um desenvolvimento sustentável. Perante isto, as fontes de energia não renovável tem vindo a ser substituídas por fontes de energia renovável.

As energias renováveis permitem a redução das emissões de CO₂, permitem também que a eletricidade alcance zonas mais remotas, quando instaladas nessas zonas, contribuindo assim para o desenvolvimento de zonas menos desenvolvidas e incentivando a criação de emprego [5]. Um dos fatores mais importantes é a diminuição da dependência energética face aos combustíveis fósseis. Em Portugal segundo a DGEG, no ano de 2005 a dependência energética era de 88.1%, descendo

para os 79% em 2017 [4]. Desde 2008 que os custos evitados com a importação de combustíveis fósseis são de 10.9 mil milhões de euros [4]. Em 2018, foi possível reduzir em seis milhões de toneladas as emissões de dióxido de carbono em relação a 2017, significando uma poupança de 1,3 mil milhões de euros [6]. No ano de 2018, a produção de energia renovável abasteceu 52% do consumo nacional [7].

Tabela 1.1-Produção energia renovável em Portugal.

<i>Ano</i>	<i>Produção Energia Renovável (%)</i>
2005	17
2006	31
2007	31
2008	28
2009	35
2010	52
2011	46
2012	38
2013	57
2014	62
2015	48
2016	57
2017	42

Com os dados apresentados na tabela 1.1, é possível concluir que ao longo dos anos em Portugal a aposta em energias renováveis tem aumentado [4]. O objetivo em longo prazo, em Portugal é que no ano de 2030, 80% da eletricidade produzida em Portugal seja proveniente de fontes renováveis [8].

Nos últimos anos tem-se verificado o aparecimento de sistemas de microgeração de energia, que podem ser instalados tanto em habitações como nas indústrias. A microgeração define-se como uma produção descentralizada de eletricidade em baixa tensão, localizada perto do local onde é consumida [9]. Estes sistemas podem estar conectados a rede elétrica, ou independente desta. Um sistema de microgeração possibilita um fluxo bidirecional de energia, ou seja, o proprietário deste sistema, além de usufruir da energia produzida, pode injetar energia produzida pelo sistema de microgeração na rede elétrica, permitindo lucrar financeiramente e assim recuperar o dinheiro investido. Estes sistemas de microprodução que podem ser de energia fotovoltaica ou de energia eólica podendo incluir também sistemas de armazenamento de energia, normalmente baterias.

Estes sistemas podem ter funcionalidades diferentes consoante as necessidades e as vantagens económicas [10]:

- Consumo base - funciona sempre à potência nominal, isto é, quando o rendimento é máximo;

- Picos de consumo - funciona quando é necessário mitigar picos de consumo;
- Equipamento auxiliar de energia - fornece a potência total em caso de uma falha na rede elétrica;
- Fornecimento ininterrupto de energia - fornece sempre uma potência constante, não estando ligado a rede elétrica;
- Geração Portátil - sistema que consoante o seu tamanho pode ser mudado de local.

A adoção destes sistemas permite uma redução de perdas devido ao transporte de energia, aumentando por isso a fiabilidade no fornecimento de energia e diminuindo também as perdas a nível financeiro. Isto deve-se ao facto de quanto maior for a intensidade de corrente elétrica, maiores são as perdas devido ao efeito de Joule. Esses efeitos aumentam quanto maior for a distância onde a energia é produzida e onde a energia é consumida. Estes sistemas permitem um fornecimento de energia com mais qualidade e com uma maior proteção contra falhas.

Estes sistemas surgem como alternativa a produção de energia em grandes centrais, evitando o investimento em centrais e nos respetivos sistemas de transmissão, adiando também investimentos no reforços das linhas já existentes [11]. Os sistemas de microgeração contribuem para o aumento da produção de eletricidade proveniente de fontes de energia renovável, permitindo que a energia elétrica chegue a zonas mais isoladas, contribuindo assim para o desenvolvimento social e económico dessas regiões.

Contudo, os elevados custos de investimento são um obstáculo, pois um sistema de microgeração inclui vários elementos, entre toda a eletrónica de potência necessária para a ligação do sistema à rede e a habitação/indústria, tal como o gerador e os painéis ou turbinas. Além disso, as fontes de energia renovável são caracterizadas por ter uma produção intermitente, pois dependem das condições meteorológicas do local onde estão instaladas.

Como referido anteriormente, o seu proprietário pode vender a energia produzida ao seu fornecedor, fornecendo energia para a rede, ou então utilizar essa energia para consumo próprio. Para essa gestão do fluxo de energia é necessário um sistema inteligente que controle estes diferentes momentos. A *smart grid* será responsável por uma gestão eficiente.

1.2 Smart Grid

As *smart grids* são um conjunto de tecnologias que permite a aplicação de sistemas de informação e comunicação na rede elétrica, permitindo desse modo, a previsão da demanda de energia e o controlo da produção [12]. A *smart grid* foi definida pela *Smart Grids European Technology Platform* como “an

electricity network that can intelligently integrate the actions of all users connected to it – generators, consumers, in order to efficiently deliver sustainable, economic and secure electricity supply” [13].

A *smart grid* é um sistema que inclui diversas áreas tais como produção de energia, transporte, monitorização automática, comunicação, controlo e sistemas de informação com o objetivo de criar um sistema elétrico mais eficiente, dando mais opções aos utilizadores [14]. As *smart grids* facilitam a integração dos sistemas de microgeração, a incorporação de veículos elétricos e a criação de *microgrids* [14].

Através da utilização de equipamentos de monitorização, que permitem a recolha de informação sobre a produção e distribuição de energia, e tendo conhecimento sobre os hábitos dos clientes, é possível recorrendo a algoritmos de controlo e estratégias de operação, controlar as demandas de energia e assegurar também uma ótima qualidade de energia elétrica [15]. As *smart grids* serão mais dinâmicas, isto é, terão uma capacidade de resposta aos eventos de uma forma mais rápida e autónoma. Com uma constante monitorização da rede, é possível detetar uma avaria nos equipamentos, ou uma diminuição da performance, além de poder ter a capacidade de prever possíveis falhas, permitindo assim, uma rápida correção dos problemas sem degradar o serviço, minimizando assim os efeitos dessa falha ao menor número de clientes [16].

As redes deixam de ser unicamente controladas pelos fornecedores, havendo uma maior interação com o consumidor. O cliente terá um maior poder de decisão, decidindo o que pretende fazer com a energia que produz, escolhendo a opção mais vantajosa para ele [15]. Assim é possibilitado um fluxo bidirecional de energia, onde um proprietário de um sistema de microgeração de energia poderá vender essa energia nas condições mais vantajosas ou usar essa energia para autoconsumo. Este fator contribui para a descentralização da produção de energia elétrica. A comunicação deixa de ser unicamente entre cliente e fornecedor de energia, visto que haverá uma comunicação entre todos os integrantes da rede. As *smart grids* tornam o utilizador num cliente ativo.

Como as energias renováveis são caracterizadas por ter uma produção intermitente, as *smart grids*, vem ajudar a que estes tipos de energia possam crescer ainda mais, sem afetar negativamente a rede elétrica. Com a proliferação dos veículos elétricos, e o avanço dos sistemas de carregamento, das tecnologias de armazenamento de energia, torna-se possível que os próprios veículos funcionem também como armazenadores de energia, quando não estão em circulação. Deste modo o proprietário do veículo pode fornecer a energia das baterias nas horas de maior consumo, e proceder ao seu carregamento nas horas onde a energia é mais barata [16]. Deste modo, a *smart grid* tem um papel fundamental no controlo do modo de operação do veículo elétrico.

As *smart grids* vão tornar o mercado de energia totalmente diferente do atual, pois em vez da existência de apenas grandes produtores, irá existir pequenos produtores e produtores domésticos. Consequentemente, a competitividade dos preços aumentará, e por isso novos tarifários e ofertas serão criados para cativar os consumidores [17] .

As *smart grids* apresentam inúmeras vantagens. Em termos económicos, com a implementação de sistemas de microprodução, a necessidade de investir em grandes centros de produção de energia torna-se dispensável [18]. Através de uma constante monitorização, torna-se assim possível uma mais rápida e eficaz resposta a uma avaria, podendo mesmo evitar essa avaria. Portanto, os prejuízos resultantes de uma avaria, como por exemplo, os custos associados com manutenção, reparação e substituição de um ou mais componentes serão menores. Adicionalmente os custos indiretos, isto é, os custos relacionados com o facto de as empresas durante a interrupção do fornecimento de energia, estarem paradas parcialmente ou mesmo totalmente, serão reduzidos.

Com a diminuição da distância do transporte de energia, verifica-se uma redução das perdas de energia. Por consequência, há um aumento da eficiência e fiabilidade da energia o que leva a uma diminuição de custos.

A nível ambiental, com o aumento do investimento em energias renováveis, é reduzido as emissões de gases com efeito de estufa, além do facto de diminuir a dependência energética face aos combustíveis fósseis.

Apesar de todas as vantagens anteriormente referidas, o desenvolvimento das *smart grids* também acarreta desafios. O investimento nas *smart grids* é dispendioso, devido aos custos relacionados com instalação, manutenção, investigação e desenvolvimento. É necessário garantir que o custo seja rentabilizado [19]. O desenvolvimento das *smart grids*, desde os sistemas de recolha e processamento de dados, informação, comunicação, controlo, a automatização da rede, são processos, que além de dispendiosos são igualmente bastante complexos [20]. Como a *smart grid* envolve a recolha, comunicação de informação, é de extrema importância garantir a segurança de todo o processo, para que os dados não sejam comprometidos e não ponham em causa todo o sistema elétrico.

Um dos principais desafios da *smart grid* é a falta de informação das pessoas, acerca dos benefícios da *smart grid*. É necessário sensibilizar as pessoas para esclarecer que todo o investimento em equipamentos para a implementação da *smart grid*, tal como dispositivos de medida , gestão e comunicação, contribuirá para uma melhor qualidade de energia e uma aumento da fiabilidade e uma redução do custo da eletricidade [20].

1.3 Qualidade de Energia Elétrica

O consumo de energia elétrica é fundamental para o quotidiano das pessoas, sendo por isso necessário garantir elevados padrões de qualidade de energia elétrica fornecida. Ao longo dos anos tem sido estudado os problemas de qualidade de energia elétrica para encontrar soluções para mitigar esses problemas e melhorar a qualidade de energia elétrica. Os problemas mais comuns são, o consumo de potência reativa, distorção harmónica da corrente e da tensão, problemas como as subtensão (*sags*) e sobretensão (*swells*), flutuações de tensão (*flicker*), transitórios e interrupção momentânea [21]. Estes problemas causam prejuízos elevados. Um estudo realizado pelo *European Copper Institute* estima que os prejuízos financeiros atingem mais de 150 mil milhões de euros por ano nas indústrias europeias, devido a problemas de qualidade de energia elétrica [22].

Quando havia apenas cargas lineares, ou seja, cargas que consumiam correntes com a mesma forma de onda da tensão, o fator de potência traduzia-se no principal problema. O fator de potência consiste no deslocamento entre a tensão e a corrente. O fator de potência é calculado pelo quociente entre a potência ativa (P), a potência que é efetivamente utilizada pelas cargas e a potência aparente (S).

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{UI \cos \varphi}{UI} \quad (1.1)$$

O fator de potência varia entre 0 e 1, sendo que o valor ideal é quando é igual a 1. A equação (1.1) é apenas válida para quando a tensão e a corrente são sinusoidais.

O fator de potência, provoca maiores correntes devido ao consumo de potência reativa. Quanto maior for o desfasamento, maior é a potência reativa e assim maior é corrente.

Por conseguinte, maiores correntes provocam maiores perdas e maior aquecimento nos condutores. Soluções como bancos de condensadores ou SVCs (*Static Var Compensators*) são utilizados para corrigir o fator de potência, e assim diminuir as correntes consumidas, aumentando a eficiência e diminuindo custos. Os bancos de condensadores são fáceis de implementar, e são baratos, mas não são dinâmicos, pois são dimensionados para compensar um determinado valor de potência reativa. Além disso, podem provocar ressonâncias no sistema elétrico. Os SVCs podem compensar potência reativa indutiva ou capacitiva dependendo se for um *Thyristor Switched Capacitor* (TSC) ou um *Thyristor Controlled Reactor* (TCR), respetivamente. Estes equipamentos permitem compensar vários valores de potência reativa, consoante a necessidade de compensação. Estes dispositivos têm a desvantagem de produzir harmónicos [23].

Com a evolução da eletrônica, foram desenvolvidos novos sistemas de eletrônica de potência, onde em vez das habituais cargas lineares, surgem cargas onde a corrente e a tensão não têm a mesma forma de onda, as cargas não lineares. Com a proliferação de cargas não lineares, como computadores, televisores, eletrodomésticos, é permitido uma diminuição do custo, um aumento da eficiência e um maior controlo [21]. No entanto, novos problemas surgem, como o aumento da distorção harmónica da corrente. Um harmónico é uma componente sinusoidal de um sinal periódico, que possui uma frequência múltipla inteira da frequência fundamental, sendo que a presença dos harmónicos, provoca a distorção do sinal [24].

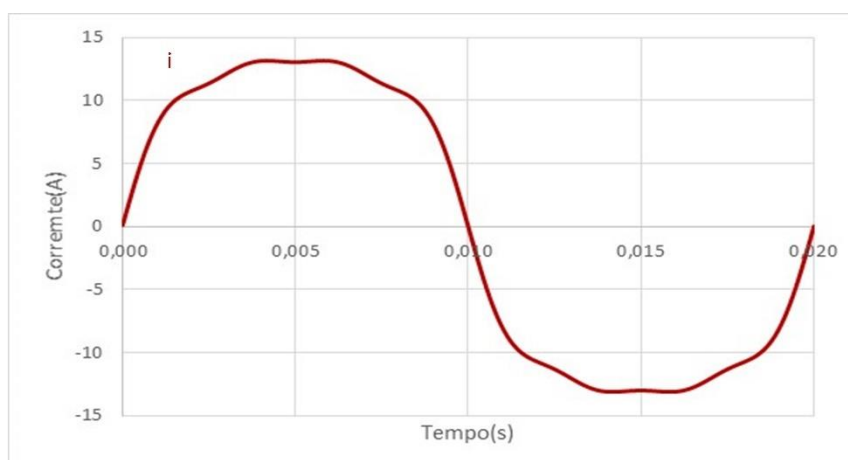
Um sinal de corrente que contenha n harmónicos, para o cálculo do valor RMS recorre-se a equação (1.2) [25].

$$I = \sqrt{\sum_{h=1}^n I_h^2} \quad (1.2)$$

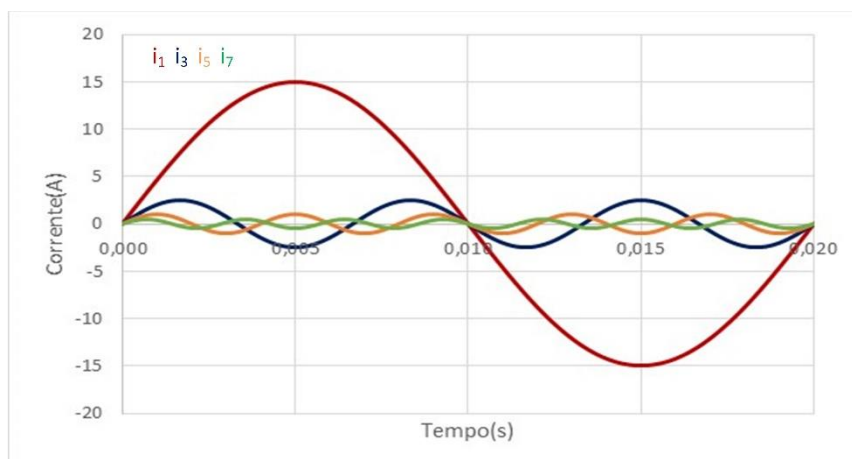
Para medir quantitativamente a distorção de uma onda, é calculado a *Total Harmonic Distortion* (THD), podendo ser calculado em termos absolutos ou relativos. O $THD_{\%}$ é o termo relativo mais utilizado, que representa a relação entre as amplitudes dos harmónicos e a amplitude da componente fundamental (I_1). Sendo que este valor pode ser superior a 100% [25].

$$THD_{\%f} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n I_h^2}}{I_1} 100\% \quad (1.3)$$

Na figura 1.1(a) está representado uma corrente com um valor de $THD_{\%}$ de 18,3%. Na figura 1.1 (b) é possível observar os harmónicos que existem na corrente representada, estando também representado a componente fundamental (i_1).



(a)



(b)

Figura 1.1- Sinal de corrente que contém harmônicos : (a) Corrente total; (b) Decomposição do sinal de corrente.

Como em cima referido, a equação (1.1) é utilizada para quando a tensão e a corrente são sinusoidais. Com o surgimento de cargas não lineares, a definição de fator potência foi alterada, sendo denominada fator de potência total (FPT).

$$FPT = \frac{P}{S} = \frac{UI \cos \varphi_1}{UI} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 \quad (1.5)$$

A distorção harmônica acarreta vários problemas. Os harmônicos provocam o aumento das perdas, aumentando o aquecimento dos condutores. Nas máquinas elétricas rotativas, a presença de harmônicos provoca sobreaquecimento, binário pulsante e também leva à redução do tempo de vida útil das máquinas. A presença de harmônicos provoca aquecimento, saturação, vibração nos enrolamentos, reduzindo o tempo de vida útil do transformador [21]. Além disto, os harmônicos provocam interferência eletromagnética em equipamentos de comunicação, podendo provocar falhas nos equipamentos eletrônicos [21]. Os harmônicos de corrente também afetam as tensões de alimentação, provocando a distorção da tensão.

Perante isto, para solucionar este problema surgiram os filtros ativos paralelos (FAP) que além de mitigar a distorção harmônica da corrente, desequilíbrios de corrente, também permite compensar o fator de potência da instalação [21]. Este equipamento é ligado em paralelo com a rede elétrica, funcionando como uma fonte de corrente. Com esta solução, a rede elétrica vê a cargas como cargas puramente resistivas, pois são cargas lineares e a tensão e a corrente estão em fase. Um FAP apresenta uma resposta dinâmica, ajustando-se as necessidades da rede elétrica.

Um filtro ativo série foi desenvolvido para corrigir problemas relacionados com a tensão, tais como, os harmónicos de tensão, subtensões, sobretensões, flutuações de tensão, desequilíbrios de tensão e interrupções momentâneas [21]. Este dispositivo é ligado em série com a rede elétrica.

1.4 *Solid-State Transformer*

Atualmente a tecnologia SST, está a ser investigada e desenvolvida para ser um elemento chave para as futuras *smart grids*, para assim permitir uma melhor integração dos sistemas de produção local de energia renovável e os sistemas de armazenamento de energia, facilitando o roteamento de energia e a gestão da energia nas *microgrids* [26].

A tecnologia SST foi considerada no ano de 2010, pelo *Massachusetts Institute of Technology* (MIT), como uma das tecnologias com maior relevância nos futuros sistemas de distribuição de energia [27].

Um transformador convencional normalmente é um equipamento de grandes dimensões, que não possuem regulação de tensão. Além disso, caso a tensão no lado primário contenha harmónicos, variação na frequência, sobretensões e subtensões, a tensão no lado secundário terá estes mesmos problemas. Entre outros problemas é também importante referir que cargas não lineares podem provocar a saturação do núcleo do transformador devido a existência de harmónicos [28]. Um SST apresenta inúmeras vantagens em relação aos transformadores convencionais [26]:

- Redução do volume e peso;
- Controlo da tensão de saída e controlo de corrente na entrada;
- Controlo da frequência da tensão de saída;
- Aumento da eficiência energética;
- Aumento dos índices de qualidade de energia elétrica;
- Comunicação entre vários SSTs e com a rede elétrica;
- Permite uma melhor integração das ER e sistemas de armazenamento de energia;
- Protege as cargas de distúrbios na rede e vice-versa.

Na figura 1.2 está ilustrado o esquema do SST, podendo-se observar que um SST necessita de eletrónica de potência, necessitando de diferentes tipos de conversores.

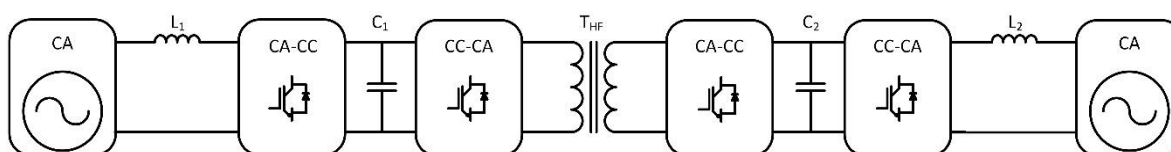


Figura 1.2-Constituição de um SST.

Para além das vantagens referidas anteriormente, um SST realiza todas as funções de um transformador convencional, quer no caso da transformação do nível de tensão, quer ao garantir o isolamento galvânico.

Em virtude de todas as vantagens em cima descritas, um SST consoante as técnicas de controlo e o tipo de topologia utilizado poderá mitigar diversos problemas de qualidade de energia elétrica, tal como a compensação de potência reativa, compensação de harmónicos de corrente, subtensões e sobretensões, permitindo assim uma ampla gama de aplicabilidade.

Entre as áreas de maior interesse encontram-se os sistemas elétricos de tração ferroviária, pois ao substituir um transformador convencional, permite uma maior redução do volume total do sistema [29]. Adicionalmente com a utilização de um SST é possível aumentar a eficiência [30].

Como já referido anteriormente, um SST devido ao seu alto nível de controlabilidade, terá um papel fundamental nas *smart grids*. O SST funciona como elemento de interligação da rede elétrica com cargas de uma habitação ou indústria, e dos sistemas de microgeração. Servindo de elemento de ligação entre a rede e as cargas, consegue aumentar os padrões de qualidade de energia elétrica, controlando a corrente na rede elétrica e também controlando a tensão aplicada as cargas. A energia proveniente dos sistemas de microgeração pode ser injetada na rede ou alimentar as cargas na habitação ou indústria ou estão instalados, sendo que o SST responsável pelo controlo do fluxo de energia consoante a informação fornecida pela *smart grid*. Além disso, estes sistemas de microgeração podem permitir um fornecimento de energia ininterrupto, garantindo assim o fornecimento de energia para cargas críticas mesmo em caso de falhas ou avarias [31].

Num contexto de *microgrid*, podem existir cargas CA ou cargas CC, implicando uso de conversores para a alimentação das cargas. Com a utilização do SST, reduz-se o número de conversores, aumentando a qualidade de energia, tornando o sistema mais compacto e mais barato [30].

Com a proliferação dos sistemas de produção de energia local, um SST substitui os conversores de potência e os transformadores de baixa frequência para a obtenção de um sistema mais compacto para a conexão com os sistemas de distribuição [29].

Um SST pode ser aplicado para compensar a potência reativa nos geradores utilizados na produção de energia eólica, tornando o sistema mais compacto, pois é evitado o uso de um conversor CA-CC utilizado para a alimentação do rotor, e de um transformador convencional, tal como um banco de condensadores para compensar a potência reativa [30] .

Consoante a topologia utilizada, um SST pode funcionar como um filtro ativo paralelo, e assim mitigar problemas como harmónicos de corrente, desequilíbrios de corrente e também permite compensar o fator de potência da instalação. Com a utilização de um SST, é possível uma redução do tamanho e do peso [30].

Por fim, um SST pode ser utilizado como um carregador rápido de veículos elétricos, substituindo o transformador convencional e os conversores CA-CC e CC-CC utilizados [30]. Num só equipamento estão contempladas as funcionalidades dos três equipamentos, levando a um aumento da eficiência, e reduzindo o volume, tamanho e peso [30]

Apesar das vantagens que um SST apresenta ainda assim algumas desvantagens em relação a um transformador convencional, apresentando um rendimento inferior, apresenta também custos superiores sendo que em nível de confiança ainda não apresenta os níveis dos transformadores tradicionais [31].

1.5 Motivações

O consumo de energia elétrica no mundo tem aumentado ao longo dos anos [3], sendo por isso, necessário satisfazer as necessidades dos consumidores sem a degradação da qualidade de energia fornecida às pessoas e com recurso a fontes de energia renováveis para diminuir a utilização de combustíveis fósseis.

Devido ao aumento dos sistemas de microgeração, é fundamental para que a conexão desses mesmos sistemas à rede elétrica, às habitações ou indústrias seja efetuada de forma segura e confiável para que os proprietários desses sistemas possam rentabilizar o investimento efetuado.

Devido ao seu alto nível de controlo (tensão, frequência, corrente e fluxo de potência), além da capacidade de mitigar problemas de qualidade de energia elétrica como a distorção harmónica e potência reativa, um SST terá um papel essencial no desenvolvimento das *smart grids*, pois servirá como elemento de ligação entre a rede elétrica, uma habitação e os sistemas de microgeração e sistemas de armazenamento de energia elétrica [26].

Perante isto, é necessário o desenvolvimento da tecnologia SST, para uma integração harmoniosa e que melhore a qualidade de energia elétrica fornecida às habitações e indústrias e para que os sistemas de produção de energia renovável e os sistemas de armazenamento possam ajudar a suprir

as necessidades da rede elétrica, injetando energia para a rede elétrica, e assim contribuindo para uma diminuição da produção de energia proveniente da queima de combustíveis fósseis.

O Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE) da Universidade do Minho, tem como uma das áreas de estudo, as *smart grids*, contribuindo para o desenvolvimento de equipamento para a utilização nas *smart grids*, tal como o SST.

Como motivação pessoal, este tema foi escolhido pois está inserido na área da eletrónica de potência, abordando vários assuntos diferentes, permitindo um aumento do conhecimento e um desenvolvimento de competências em diferentes áreas. Sendo as *smarts grids* o futuro da rede elétrica, torna-se fundamental o desenvolvimento de eletrónica de potência para aplicações em *smart grids*.

1.6 Objetivos

Com a elaboração desta dissertação, tem-se como objetivo o desenvolvimento de um SST para uma aplicação residencial no âmbito das *smart grids*. O principal objetivo é que o SST desenvolvido sirva de interligação entre a rede elétrica e as cargas existentes numa habitação, com o objetivo de mitigar problemas de qualidade de energia elétrica como a distorção harmónica da corrente e o fator de potência.

Com o desenvolvimento deste protótipo, controlando a corrente no lado da rede elétrica, pretende-se que esta seja sinusoidal e com reduzido conteúdo harmónico e que esteja em fase com a tensão da rede elétrica, ou seja, operando com fator de potência unitário. No que diz respeito a ligação das cargas, é pretendido que a forma de onda tensão seja sinusoidal e com controlando a amplitude da tensão e da sua frequência, consoante as necessidades das cargas.

É pretendido que o SST desenvolvido permita também no futuro, conectar os sistemas de microgeração, como os painéis fotovoltaicos, com a rede, permitindo um fluxo bidirecional e a conexão com as cargas, ou seja, permitindo que a energia produzida seja injetada na rede ou alimentando cargas do edifício onde este sistema de microprodução esteja instalado.

1.7 Organização da Dissertação

Esta dissertação está dividida em sete capítulos. No primeiro capítulo é efetuado um enquadramento sobre o futuro da rede elétrica e é introduzido o conceito de *smart grid*. É também abordado problemas

de QEE, sendo depois introduzido o SST, referindo as suas vantagens, desvantagens e aplicações. Por fim, são descritas as motivações e objetivos desta dissertação.

No segundo capítulo são apresentadas as topologias de SST que foram desenvolvidas ao longo dos anos e são descritas as funcionalidades de cada topologia. Posteriormente, são abordados os tipos de conversores usados em SST, nomeadamente os conversores CA-CC bidirecionais, os conversores CC-CC bidirecionais isolados e os conversores CC-CA bidirecionais. É feito também um estudo sobre os semicondutores. São apresentadas algumas topologias de conversores CA-CC bidirecionais, sendo também descritos técnicas de controlo, e teorias de potências aplicáveis a este tipo de conversor. Além disso, são também apresentadas várias topologias de conversores CC-CC bidirecionais isolados, tal como as técnicas de controlo que são aplicadas a esses conversores. Por fim é apresentado o conversor CC-CA bidirecional, descrevendo as várias topologias e as técnicas de modulação e de controlo aplicadas.

No terceiro capítulo é apresentado os resultados de simulação em PSIM de todos os conversores utilizados. Inicialmente foram abordados cada conversor de forma individual sendo depois simulado em conjunto os conversores que constituem o SST.

No quarto capítulo é detalhado o desenvolvimento do sistema de controlo, descrevendo todos os circuitos utilizados e as placas de circuito impresso desenvolvidas.

No quinto capítulo é descrito o desenvolvimento do sistema de potência, detalhando individualmente cada conversor desenvolvido, descrevendo também o processo de dimensionamento do transformador de alta frequência e a integração de todos os conversores utilizados.

No sexto capítulo são apresentados os resultados experimentais do funcionamento de cada conversor a funcionar de forma independente e depois são apresentados os resultados do funcionamento do sistema total.

No sétimo capítulo são apresentadas todas as conclusões obtidas, sendo também apresentadas sugestões de trabalho futuro.

Capítulo 2

Sistemas de Eletrônica de Potência para o *Solid-State Transformer*

2.1 Introdução

Neste capítulo, são apresentadas as topologias que são utilizadas nos SSTs, descrevendo as funcionalidades de cada topologia. Posteriormente, são descritos os conversores utilizados para cada estágio do SST. Inicialmente, são apresentados os conversores CA-CC bidirecionais, abordando as topologias mais comuns. Além disso, é abordado os semicondutores referindo o tipo de semicondutor. De seguida, são abordados as topologias dos conversores CC-CC bidirecionais, e por fim são descritos os conversores CC-CA, descrevendo as topologias mais comuns usados num SST. Por fim, são apresentadas as técnicas de controlo passíveis de ser aplicadas para cada conversor.

2.2 Topologias de um SST

Ao longo dos anos diferentes topologias têm vindo a ser desenvolvidas para diferentes aplicações [29].

Na figura 2.1 são apresentadas as diferentes topologias.

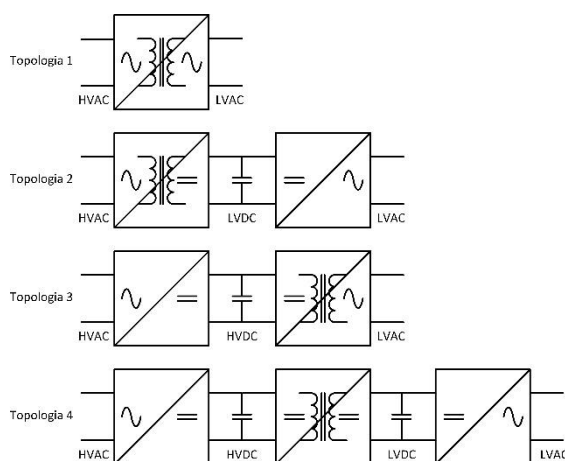


Figura 2.1-Topologias de um SST.

Uma primeira topologia consiste numa conversão direta CA-CA, com recurso a um transformador para o isolamento e para mudar o nível de tensão. Esta topologia é considerada a mais eficiente, pois contém apenas um estágio, apesar de não possibilitar certas funcionalidades [32].

A segunda e terceira topologia, ambas possuem um estágio constituído por um conversor CA-CC para fornecer uma tensão contínua sendo depois a topologia constituída por um conversor CC-CA para o abaixamento da tensão alternada. Estas topologias diferem no facto que o barramento CC da segunda topologia é um barramento de baixa tensão sendo o da terceira um barramento CC de níveis elevados de tensão [29].

A topologia nº4 é constituída por três estágios de conversão com isolamento em alta frequência devido ao conversor CC-CC. Nesta topologia existe um barramento CC de alta tensão e um barramento de baixa tensão.

Estas diferentes topologias apresentam diferentes funcionalidades. A primeira topologia sendo apenas constituída por um estágio apresenta por isso um preço reduzido, mas não permite um elevado nível de controlabilidade [29]. Com a configuração de dois estágios, as topologias 2 e 3 já possuem um maior nível de controlo, permitindo a compensação da potência reativa. A segunda topologia, devido à existência de um barramento CC de baixa tensão, pode servir como integração dos sistemas de microgeração [32]. Por outro lado, como existe mais semicondutores, há mais perdas, verificando-se uma diminuição da eficiência [29]. A terceira topologia é adequada para aplicações que operam com tensões elevadas [32].

A quarta topologia é a mais adotada pois apresenta um maior nível de controlabilidade [29].

A compensação de potência reativa, compensação de harmónicos de corrente, a compensação de sobre e subtensões, integração de sistemas de energia renovável e sistemas de armazenamento de energia, fluxo bidirecional de energia, tornam-se possíveis consoante as técnicas de controlo e topologias dos conversores utilizadas em cada estágio. No entanto, devido a esta topologia conter mais eletrónica de potência, é uma topologia mais complexa e apresenta uma menor eficiência do que as restantes topologias [32].

No âmbito desta dissertação, a topologia desenvolvida é baseada na topologia nº4, referida anteriormente, em que o objetivo é que o SST conecte as cargas de uma habitação à rede elétrica, permitindo tal como já em cima referido, mitigar problemas de qualidade de energia elétrica e a integração de sistemas de microgeração. Ao contrário do apresentado na quarta topologia, ambos os barramentos CC desta topologia, serão de baixa tensão, tendo o valor de 400 V. Um SST baseado na

topologia n°4, contém um conversor CA-CC bidirecional, um conversor CC-CC bidirecional isolado e um conversor CC-CA bidirecional.

2.3 Semicondutores de Potência

Um conversor de eletrônica de potência, necessita da utilização de semicondutores de potência. Para esta dissertação, são utilizados semicondutores totalmente controlados, isto é, são ligados ou desligados através de um sinal de comando. Os IGBTs e MOSFETs são os semicondutores totalmente controlados mais utilizados para os conversores desenvolvidos nesta dissertação, pois permitem uma maior frequência de comutação e também apresentam um consumo de energia reduzido. O material mais comum utilizado para a fabricação destes dispositivos é o silício [33]. Comparando os IGBTs e os MOSFETs, são ambos dispositivos capazes de comutar a altas frequências e possui ambas uma gate de alta impedância, fazendo que a energia para comutar seja muito baixa. A grande diferença resulta no facto de quando os MOSFETs se encontram em condução, a resistência de condução é tanto maior quanto maior for a tensão de bloqueio, o que para valores de correntes elevadas provoca elevadas perdas de condução. Esta característica leva a que normalmente, seja utilizado para baixas tensões. O IGBT, pelo contrário, permite uma maior capacidade de tensão/corrente do que um MOSFET.

Nos últimos anos tem aparecido novos materiais para o fabrico destes dispositivos, tais como, o *Silicon Carbide* (SiC). Os semicondutores fabricados a partir do SiC apresentam perdas menores e permitem maiores frequências de comutação [33]. Estes dispositivos comparativamente aos semicondutores fabricados a partir do silício, apresentam uma tensão de bloqueio mais elevada, possibilitando que para elevadas potências, sejam necessárias menos células de conversores [33]. Face ao MOSFETs de silício, um MOSFET SiC possui uma resistência de condução menor, tornando um ótimo substituído para os IGBT de silício [33]. Perante isto, foi escolhido para o desenvolvimento dos conversores para o desenvolvimento desta dissertação, um MOSFET SiC.

2.4 Conversores CA-CC Bidirecionais

Os conversores CA-CC bidirecionais permitem um fluxo bidirecional de energia, para além de permitir mitigar os harmónicos de corrente, também aumentam o fator de potência e possuem a capacidade de regular a tensão de saída.

Como opera em modo bidirecional, este conversor empregue num SST, pode funcionar como retificador ativo, no qual permite que a corrente no lado da rede tenha um baixo conteúdo harmónico

e estando em fase com a tensão da rede e controlando a tensão no barramento CC para um valor constante e com o valor pretendido. Além de funcionar como retificador, também pode funcionar como inversor onde o objetivo passa pela injeção de potência ativa na rede, onde a corrente injetada é controlada para que não contenha harmônicos e estando em oposição de fase com a tensão da rede (condição necessária para a injeção de energia na rede).

Existem diversas topologias que podem ser empregues neste conversor, podendo ser do tipo *half-bridge*, *full-bridge*, *neutral-point clamped*, *flying-capacitor* e *cascade H-bridge*, sendo que o conversor do tipo *full-bridge* é, a topologia mais utilizada [34].

2.4.1 Conversor *Half-Bridge*

O conversor CA-CC *half-bridge* é um conversor bastante simples sendo constituído por um braço de MOSFETs e dois condensadores no barramento CC ligados a um ponto médio comum. Este conversor apresenta metade dos semicondutores que o conversor *full-bridge* necessita, mas a tensão do barramento CC é o dobro da tensão do barramento CC do conversor *full-bridge*, sendo por isso necessário mais um sensor tensão para o barramento CC.

Durante o semiciclo positivo da tensão da rede elétrica, quando o MOSFET S_1 está *off* e o MOSFET S_2 está *on* a tensão produzida pelo conversor é $-V_{cc}/2$, e quando ambos os MOSFETs estão desligados a tensão produzida por o conversor é $+V_{cc}/2$. Durante o semiciclo negativo da tensão quando o MOSFET S_1 está *on* e o MOSFET S_2 está *off* a tensão produzida é $+V_{cc}/2$ e quando os dois estão *off* a tensão produzida é $-V_{cc}/2$. Quando funciona como retificador os MOSFETs podem estar *off*, mas os diodos em antiparalelo entram em condução. O conversor *half-bridge* funcionando como inversor apenas permite a produção de dois níveis de tensão, $+V_{cc}/2$ quando o MOSFET S_1 está ligado e $-V_{cc}/2$ quando S_2 está ligado. É mandatário garantir que os dois semicondutores nunca se encontram ligados simultaneamente, para não haver um curto-circuito no barramento CC. Na figura 2.2 encontra-se representado o esquema do conversor CA-CC *half-bridge*.

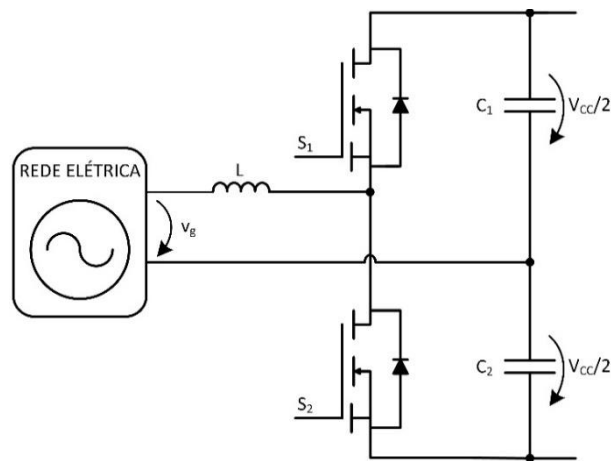


Figura 2.2-Convertor CA-CC half-bridge.

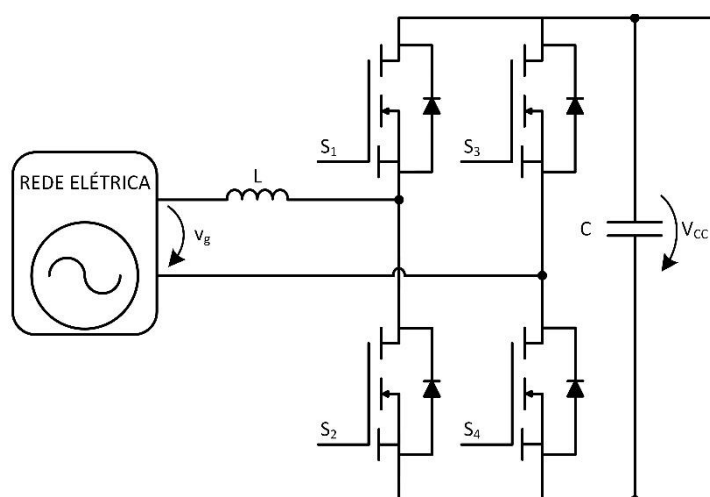
2.4.2 Conversor *Full-Bridge*

O conversor *full-bridge* é constituído por quatro MOSFETs, formando dois braços em que um está conectado à fase da rede elétrica e o outro braço é conectado ao neutro. Comparando, com o conversor *half-bridge*, este conversor apresenta o dobro dos semicondutores, mas apenas necessita de um barramento CC, o que facilita a regulação da tensão no barramento. Além disso, este conversor pode produzir três níveis diferentes de tensão. Apesar da utilização de mais semicondutores, como tem de suportar uma tensão de saída, metade dos semicondutores utilizados no conversor *half-bridge*, estes podem mais baratos e mais eficientes [35]. Este conversor possibilita a operação em modo bidirecional, funcionando como retificador quando a energia flui da rede para o barramento CC, e funciona como inversor quando o fluxo de energia é do barramento CC para rede elétrica.

Na figura seguinte está representado o esquema do conversor. Tal como no conversor anteriormente descrito, os dois semicondutores do mesmo braço, nunca podem estão ligados simultaneamente, ou seja, os MOSFETs S_1 e S_2 não podem estar ligados ao mesmo tempo tal como os MOSFETs S_3 e S_4 .

Durante o semiciclo positivo da tensão da rede elétrica, quando os MOSFETs S_1 , e S_3 estão *off* e os MOSFETs S_2 e S_4 estão *on* (ou vice-versa), a tensão produzida pelo conversor é 0. Quando S_1 e S_2 estão *on*, a tensão produzida é $+V_{cc}$. No semiciclo negativo, quando S_2 e S_3 estão *on* a tensão produzida pelo conversor é $-V_{cc}$ e quando os MOSFETs S_1 , e S_3 estão *on* e os MOSFETs S_2 e S_4 estão *off* (ou vice-versa), a tensão produzida é 0.

O conversor full-bridge permite produzir três níveis de tensão, o que permite diminuir o *ripple* da tensão sintetizada, permitindo a redução dos filtros passivos de acoplamento à rede elétrica [35].

Figura 2.3-Convertor CA-CC *full-bridge*.

2.4.3 Conversor *Neutral-Point-Clamped*

O conversor *neutral-point-clamped* contém quatro semicondutores e dois diodos e dois condensadores que formam o barramento CC. O terminal em comum dos diodos é ligado ao ponto médio do barramento CC e ao neutro da rede elétrica. Os dois diodos estabelecem a ligação entre o ponto médio do barramento CC e o ponto médio dos MOSFETs, permitindo que a tensão máxima que cada semicondutor tenha de suportar seja metade da tensão do barramento CC [36]. Este conversor também permite a operação bidirecional, produzindo três níveis de tensão. Na figura 2.4 está representado o esquema do conversor NPC.

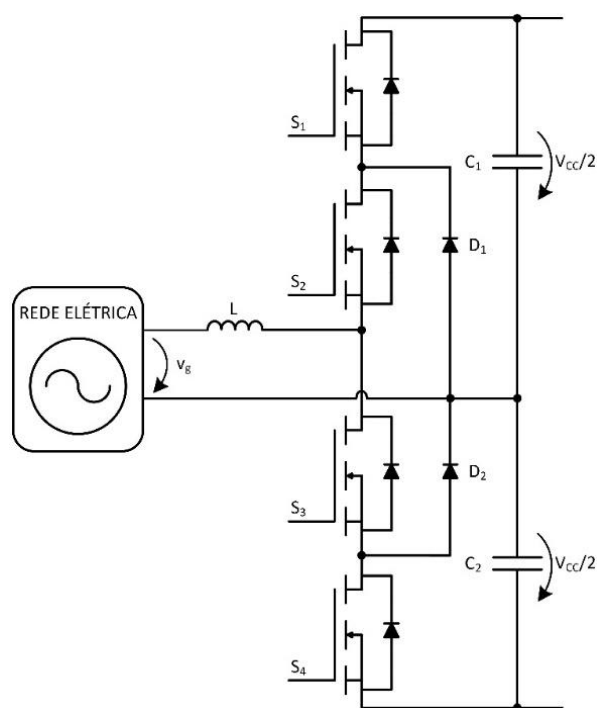


Figura 2.4-Convertor CA-CC NPC.

2.4.4 Conversor *Flying-Capacitor*

O conversor *flying-capacitor* ou também designado conversor *capacitor-clamped* é composto por quatro semicondutores, por um condensador e por um barramento CC que está dividido por dois condensadores, em que o ponto médio do barramento é ligado ao neutro da rede. A utilização do condensador de *clamping*, permite que os MOSFETs suportem apenas metade da tensão do barramento CC, por isso esse condensador deve estar carregado com $V_{cc}/2$ [37]. Na figura seguinte é possível observar o esquema do conversor *flying-capacitor*. Este conversor sintetiza três níveis de tensão à saída. Durante o semiciclo positivo da tensão na rede elétrica, quando os MOSFETs S_1 e S_3 estão *off*, os MOSFETs S_2 , S_4 estão *on*, e a tensão produzida é 0, e quando os MOSFETs S_1 e S_2 estão *on*, os MOSFETs S_3 , S_4 estão *off*, a tensão produzida é $V_{cc}/2$. Durante o semiciclo negativo da tensão na rede elétrica, quando os MOSFETs S_1 e S_3 estão *off*, os MOSFETs S_2 , S_4 estão *on*, e a tensão produzida é 0, e quando os MOSFETs S_1 e S_2 estão *off*, os MOSFETs S_3 , S_4 estão *on*, a tensão produzida é $-V_{cc}/2$. Quando o nível de tensão produzido é 0, quando S_1 e S_3 estão *on*, é carregado o condensador C_1 , quando S_2 e S_4 estão *on*, o condensador C_1 é descarregado [36].

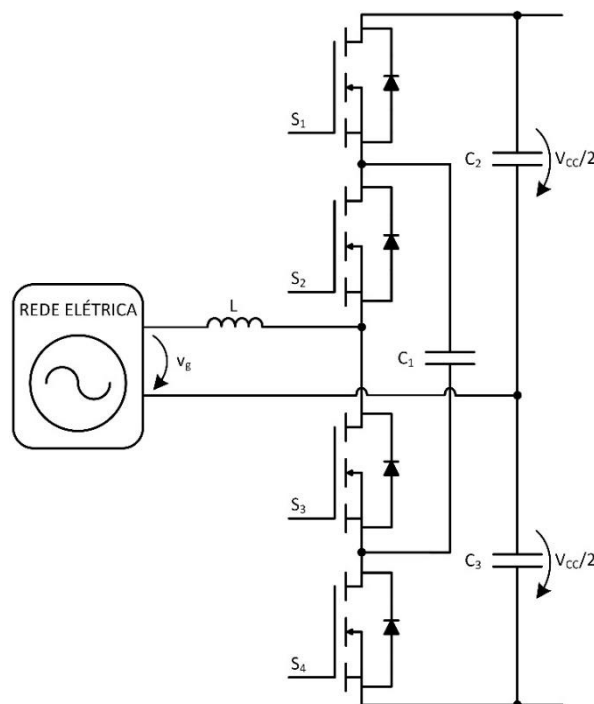


Figura 2.5-Conversor CA-CC *flying capacitor*.

2.4.5 Conversor *Cascade H-Bridge*

O conversor *cascade H-bridge* é uma topologias mais utilizadas nos SST para aplicações de média ou alta tensão [38]. Este conversor permite aumentar os níveis de tensão produzidos que consequentemente melhora a corrente obtida. O conversor *cascade H-bridge* consiste na ligação em

série de vários conversores *full-bridge*. Este tipo de topologia apresenta várias vantagens. Para tensões elevadas, no caso de uma única célula, a tensão que os semicondutores teriam de suportar era muito elevada podendo não existir ou serem muito caros, e assim utiliza-se semicondutores para tensões menores e por isso, mais baratos. Com a produção de mais níveis de tensão é possível reduzir os filtros de acoplamento à rede utilizados [26]. Permite também um aumento da fiabilidade, e em caso de falha de uma célula, o conversor pode continuar a funcionar, isolando essa célula do resto do conversor [39]. Como foi explicado uma célula deste conversor produz três níveis de tensão, e por cada célula adicionada são produzidos mais dois níveis de tensão. Na figura 2.6 é apresentado, um conversor *multicell* com duas células que permite a produção de cinco níveis de tensão.

Ligando os MOSFETs S_1, S_4, S_5, S_8 obtém-se na saída um valor de $+V_{cc}$, quando ligados os MOSFETs S_2, S_3, S_6, S_7 , obtém-se o valor de $-V_{cc}$ na saída do conversor. Para obter o nível de tensão $+V_{cc}/2$, pode ser resultado de quatro combinações diferentes, ligando os MOSFETs S_1, S_4, S_5 e S_7 , os MOSFETs S_1, S_4, S_6 e S_8 , os MOSFETs S_1, S_3, S_5 e S_8 , ou os MOSFETs S_2, S_4, S_5 e S_8 . Através da ligação dos MOSFETs S_2, S_3, S_5 e S_7 ou S_2, S_3, S_6 e S_8 ou S_1, S_3, S_6 e S_7 , ou, por fim S_2, S_4, S_6 e S_7 é produzido $-V_{cc}/2$. Para obter 0 V é necessário ligar os MOSFETs S_1, S_3, S_5, S_7 , os MOSFETs S_1, S_3, S_6, S_8 , os MOSFETs S_2, S_4, S_5, S_7 ou os MOSFETs S_2, S_4, S_6, S_8 .

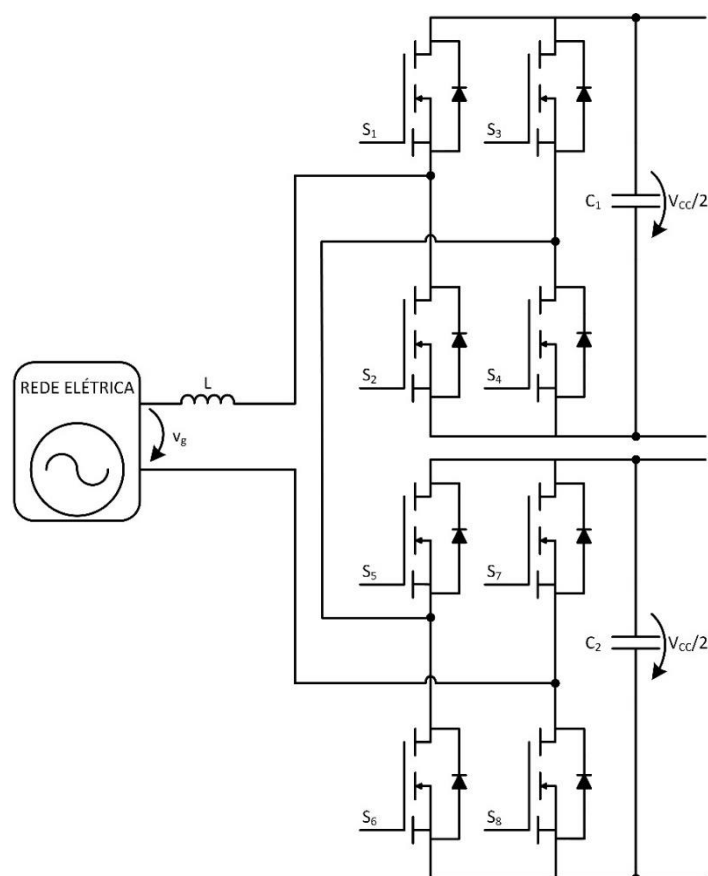


Figura 2.6-Conversor CA-CC *cascade H-Bridge*.

2.5 Conversores CC-CC Bidirecionais Isolados

Um conversor CC-CC bidirecional isolado, além de ter a função de gerar uma tensão contínua a partir de uma tensão contínua não regulada, também garante o isolamento galvânico entre os lados CC. Este isolamento é garantido através da utilização de um transformador de alta frequência, que opera em frequências na ordem das dezenas ou centenas de kHz. Com a utilização de transformador de alta frequência, é permitida uma redução do tamanho do conversor. Como é um conversor bidirecional, é possível que as trocas de energia possam ser efetuadas em ambos os sentidos. Este conversor é utilizado para o segundo estágio do SST, devido à capacidade de isolar os dois lados CC, que podem ter níveis de tensão diferentes e fornecer a razão de transformação desejada [40].

Existem várias topologias para um conversor CC-CC bidirecional isolado, tais como o *Dual Half-Bridge*, *Full half bridge*, *Dual Active Bridge*, *Quadruple Active Bridge*, sendo que o *Dual Active Bridge*, a topologia mais utilizada para os SSTs [34].

2.5.1 Conversor *Dual Half-Bridge*

Este conversor é constituído por dois conversores *half-bridge* bidirecionais, em que os dois lados CA são conectados através de um transformador de alta frequência e por uma indutância. Esta indutância é utilizada para limitar a variação de corrente (di/dt), e se o valor da reactância de dispersão do transformador for elevado, esta indutância pode não ser necessária. Cada conversor é composto por dois semicondutores e por dois condensadores. Na figura 2.7, é representado o esquema do conversor *dual half-bridge* (DHB).

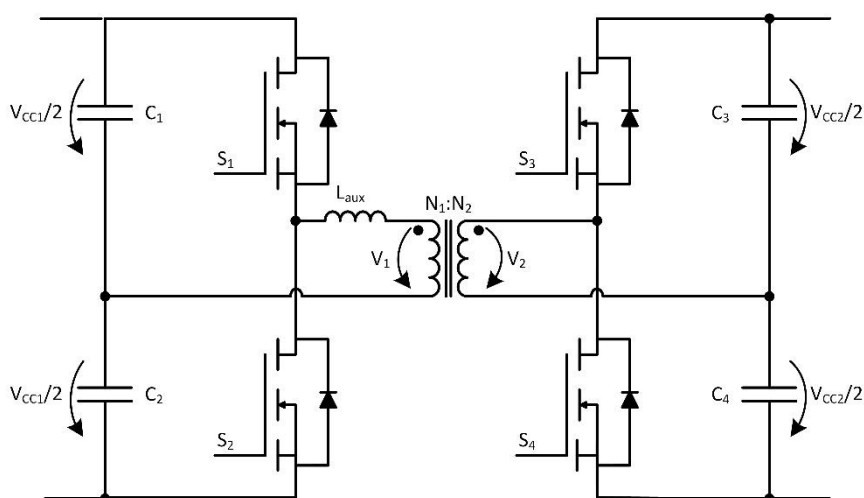


Figura 2.7-Conversor CC-CC bidirecional isolado *dual half-bridge*.

As técnicas de controlo utilizadas neste conversor, são a modulação PWM e a técnica *phase shift*, utilizadas para controlar o fluxo de energia. Estas técnicas serão descritas posteriormente.

Esta topologia é utilizada para aplicações de baixa tensão, senão os semicondutores de potência tem de possuir uma tensão de bloqueio elevada, aumentando o preço e as perdas [41].

2.5.2 Conversor *Full Half Bridge*

O conversor *full half bridge* é formado por um conversor *half-bridge* e um conversor *full-bridge*, sendo interligados por um transformador de alta frequência e uma indutância tal como o conversor DHB. Este conversor é uma solução intermedia entre o DHB e o conversor *dual active bridge* que será a seguir detalhado.

Comparando como o conversor DHB, os semicondutores do lado do conversor *full half bridge* estão sujeitos a uma tensão menor, sendo que esta topologia requer mais semicondutores. Este conversor é muito utilizado em fontes de alimentação interruptas [42] As técnicas de controlo aplicadas são as mesmas que aplicadas ao conversor DHB

O esquema deste conversor é representado na figura seguinte.

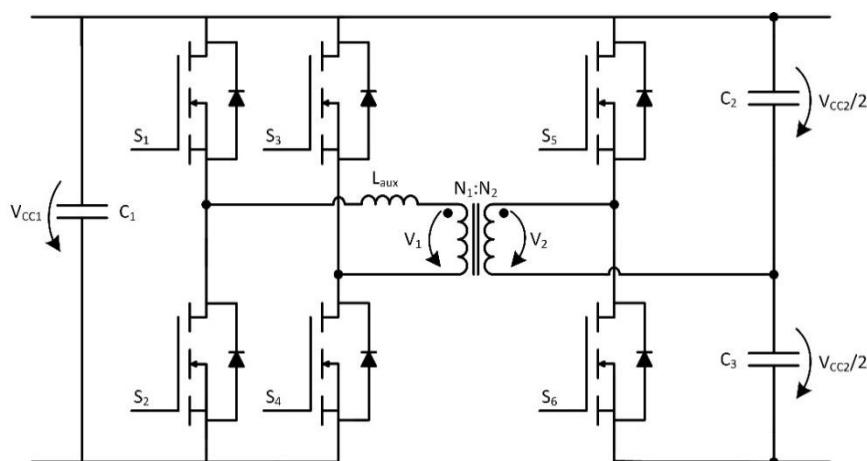


Figura 2.8- Conversor CC-CC bidirecional isolado *full half-bridge*.

2.5.3 Conversor *Dual Active Bridge*

O conversor *dual active bridge* (DAB) é constituído por dois conversores *full-bridge* bidirecionais, dois condensadores, sendo estes dois conversores interligados por um transformador de alta frequência e uma indutância, que pode não ser necessária dependendo da indutância de dispersão do transformador. Na figura 2.9 está representado o esquema do DAB.

Face as topologias anteriormente apresentadas este conversor necessita de mais semicondutores, mas os semicondutores tem de suportar metade da tensão do conversor DHB. Esta topologia apresenta uma corrente de saída com menos ripple no filtro de saída, sendo muito utilizada para aplicações de alta potência [41]. Para controlar o fluxo de energia podem-se utilizar duas técnicas, a modulação PWM ou a técnica *phase shift*, que apresenta variantes

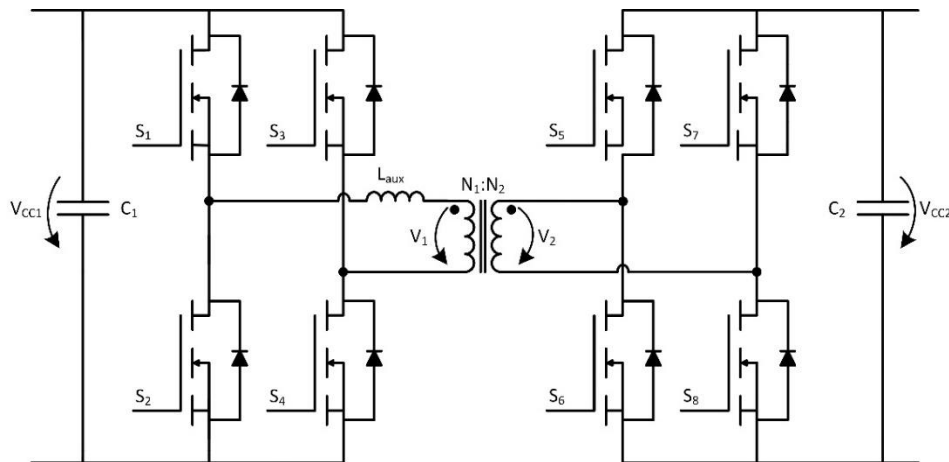


Figura 2.9-Conversor CC-CC bidirecional isolado dual active bridge.

2.5.4 Conversor *Quadruple Active Bridge*

Para valores elevados de tensão e de potência, em vez de apenas um único conversor, é utilizado uma estrutura modular, dividindo a potência e tensão por cada módulo ou célula. Este tipo de soluções permite a utilização de semicondutores mais baratos, diminuindo também o dv/dt [43]. O conversor *quadruple active bridge* (QAB) é uma topologia promissora, para uma solução modular [34]. Um QAB consiste em quatro conversores *full bridge* conectados ao mesmo transformador de alta frequência. Na figura seguinte podemos observar o esquema do QAB. Três dos quatros conversores estão ligados geralmente ao lado de média/alta tensão, e o outro conversor é ligado ao lado de baixa tensão. Comparando a uma topologia modular baseada num DAB, o número de células num QAB é menor, e também o número de transformadores, pois um DAB *multicell* possui um transformador por cada célula. Portanto, o número de semicondutores, circuitos *de driver*, fontes de alimentação auxiliares é menor, reduzindo o custo. Porém, o QAB apresenta um grau de complexidade mais elevado [34] A técnica de *phase-shift* também é aplicável a este conversor.

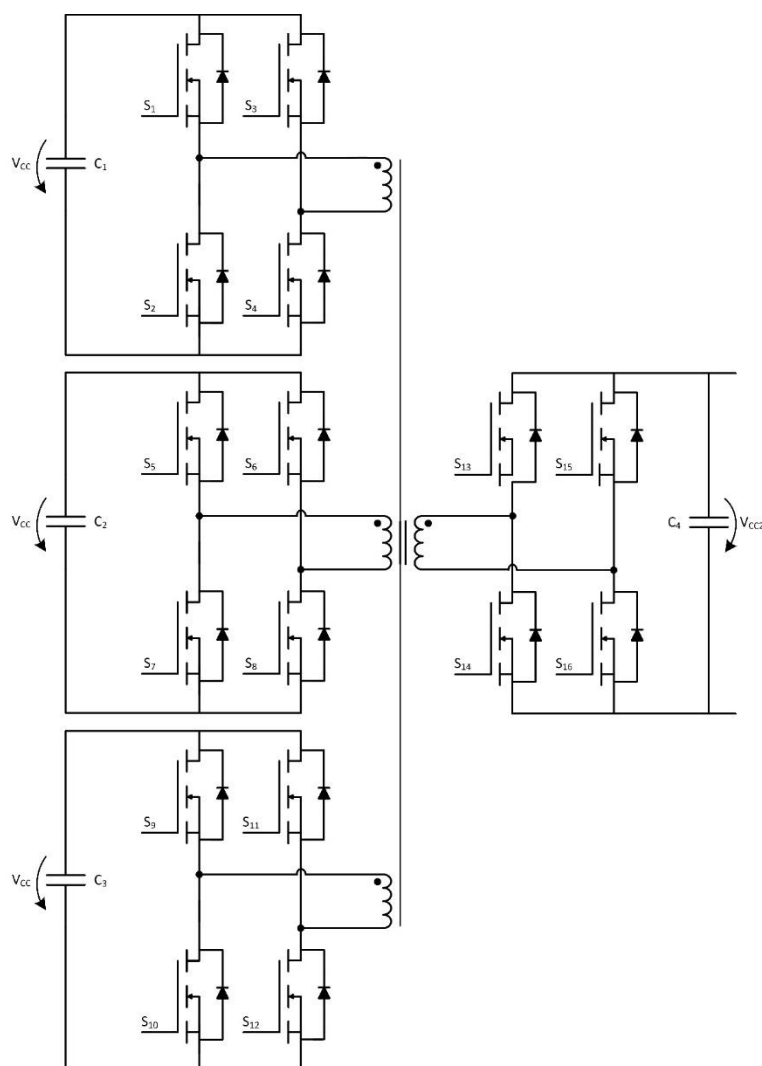


Figura 2.10- Conversor CC-CC bidirecional isolado *quadruple active bridge*.

2.6 Conversores CC-CA Bidirecionais

Para o último estágio do SST, recorre-se a um conversor CC-CA. Os conversores CC-CA ou inversores podem ser classificados em dois tipos, *Voltage Source Inverter* (VSI) ou *Current Source Inverter* (CSI), sendo que para este estágio é utilizado um VSI. Um conversor CC-CA utiliza semicondutores totalmente controlados, sendo que os IGBTs e os MOSFETs são os mais comuns para os inversores. Como já referido, para esta dissertação são utilizados MOSFETs. O conversor *half-bridge*, *full-bridge*, o conversor NPC e o conversor *cascade H-Bridge* são as topologias mais utilizadas num SST [34]. Estas topologias são as mesmas aplicadas no primeiro estágio, sendo que no primeiro estágio o objetivo passa por o controlo da corrente no lado CA e da tensão no barramento CC, e no terceiro estágio o objetivo é o controlo da tensão aplicada as cargas, controlando a amplitude e frequência [34].

2.6.1 Conversor *Half-Bridge*

O conversor *half-bridge* é uma das topologias mais simples do conversor CC-CA. É composto por dois semicondutores totalmente controlados, formando um braço. O barramento CC é constituído por dois condensadores, em que o ponto médio está conectado ao neutro. Tendo apenas dois semicondutores, o seu controlo é bastante simples, porém, é necessário controlar a tensão nos dois condensadores do barramento. Para produzir o mesmo nível de tensão de uma topologia como o conversor full-bridge a seguir descrito, a tensão do barramento CC deve ser o dobro, sendo necessário semicondutores que suportem tensões mais elevadas. Na figura 2.11 está representado o esquema desta topologia de conversor CC-CA.

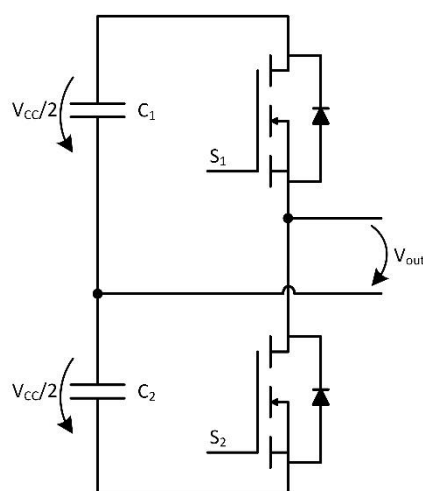


Figura 2.11-Conversor CC-CA half-bridge

Este conversor permite a produção de dois níveis de tensão. A tabela seguinte apresenta os estados de funcionamento deste inversor. Os dois semicondutores não estão ligados ao mesmo tempo.

Tabela 2.1-Níveis de tensão produzidos por um conversor CC-CA *half-bridge*.

S_1	S_2	V_{OUT}
<i>ON</i>	<i>OFF</i>	$+V_{cc}/2$
<i>OFF</i>	<i>ON</i>	$-V_{cc}/2$

2.6.2 Conversor *Full-Bridge*

O conversor *full-bridge* necessita de 4 semicondutores, formando dois braços. Ao contrário de um conversor *half-bridge*, o barramento CC apenas necessita de um condensador, e os semicondutores

não necessitam de suportar tensões tão elevadas. Este conversor permite a produção de dois níveis de tensão e consoante a técnica de controlo aplicada, permite produzir três níveis de tensão, produzindo por isso, uma tensão alternada na saída com melhor qualidade [44]. Na figura 2.12 é possível observar o esquema elétrico do inversor *full-bridge*

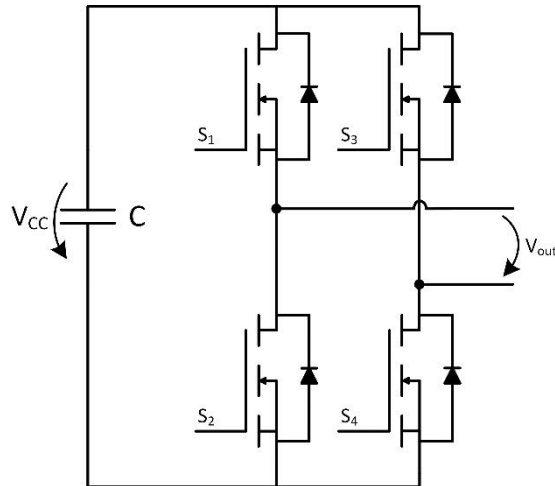


Figura 2.12-Conversor CC-CA full-bridge.

Na tabela 2.2 encontram-se todas as combinações possíveis, sabendo que os semicondutores do mesmo braço, nunca estão ligados simultaneamente.

Tabela 2.2-Níveis de tensão produzidos por um conversor CC-CA *full-bridge*.

S_1	S_2	S_3	S_4	V_{OUT}
ON	OFF	OFF	ON	$+V_{CC}$
ON	OFF	ON	OFF	0
OFF	ON	OFF	ON	0
OFF	ON	ON	OFF	$-V_{CC}$

2.6.3 Conversor *Diode-Clamped*

O conversor *diode clamped* também chamado de *neutral point clamped*, é um inversor capaz de sintetizar três níveis de tensão. O esquema deste conversor está representado na figura 2.13, sendo igual ao conversor NPC apresentado anteriormente.

Como já referido anteriormente o conversor NPC, os diodos permitem que cada semiconductor suporte apenas metade da tensão do barramento CC, pois quando os MOSFETs S_1 e S_2 estão *on*, a tensão aplicada nos MOSFETs S_3 e S_4 é V_{cc} , e o diodo D_1 equilibra a partilha de tensão e assim o MOSFET S_3 apenas tem de suportar a tensão do condensador C_1 e o MOSFET S_4 suportar a tensão do condensador C_2 [45].

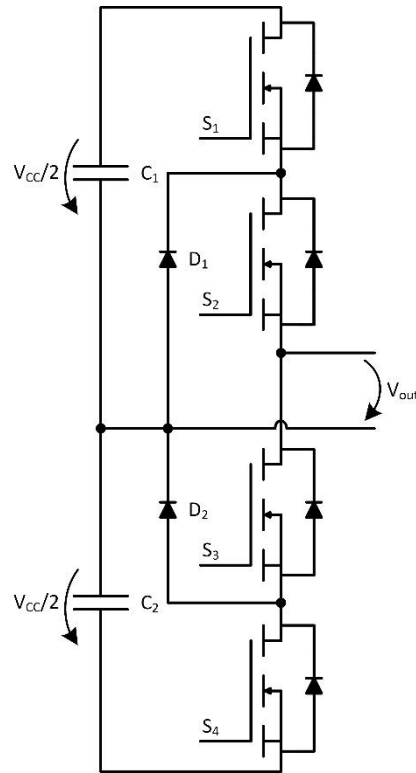


Figura 2.13-Conversor CC-CA NPC.

Com recurso à tabela 2.3, é possível observar todas as combinações possíveis dos níveis de tensão que este conversor pode sintetizar.

Tabela 2.3-Níveis de tensão produzidos por um conversor CC-CA *diode clamped*.

S_1	S_2	S_3	S_4	V_{OUT}
<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	$+V_{cc/2}$
<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	0
<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	0
<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	$-V_{cc/2}$

2.6.4 Conversor *Cascade H-Bridge*

Este conversor consiste na ligação em série de dois ou mais conversores CC-CA *full-bridge*. Este tipo de topologia é utilizado para aplicações onde os níveis de tensão e os níveis de potência são elevados. Este conversor permite aumentar os níveis de tensão produzidos. Cada conversor CC-CA full-bridge, é denominando de célula, sendo a tensão de saída a soma das tensões produzidas e quanto maior for o número de células, mais níveis de tensão são produzidos, sendo que uma célula produz três níveis de tensão. Se o conversor tiver n células, serão produzidos $2n+1$ níveis de tensão. O esquema do conversor CC-CA constituído por duas células está representado na figura 2.14.

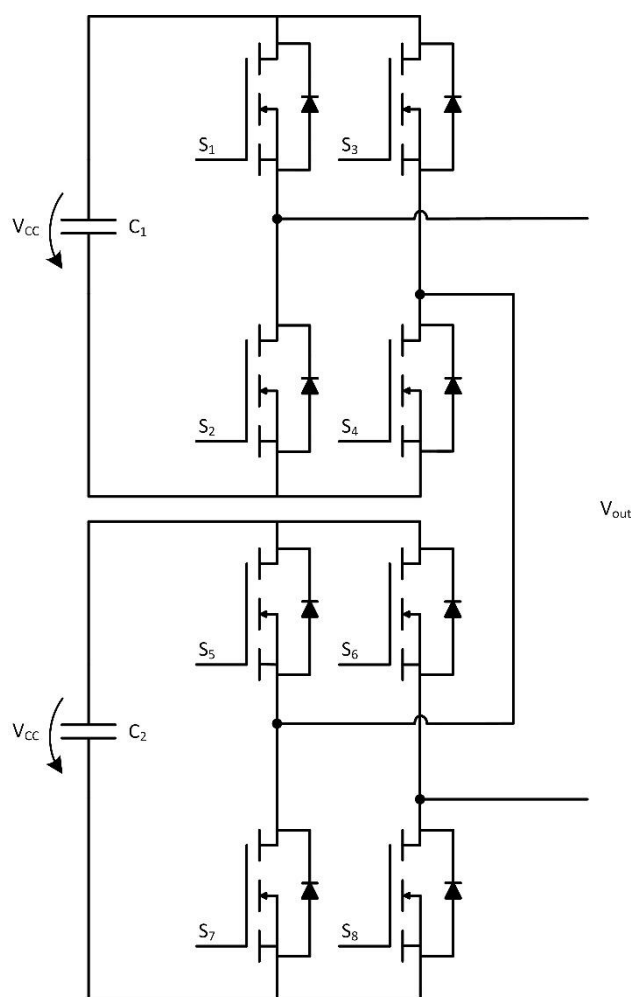


Figura 2.14-Conversor CC-CA cascade H-Bridge.

A tabela seguinte representa os níveis de tensão produzidos quando o inversor é formado por duas células, que permite produzir 5 níveis de tensão. Esta topologia é designada como simétrica, pois todas as células têm a mesma tensão no barramento CC. As topologias assimétricas consistem em manter o mesmo número de células, mas utilizando valores de tensões nos barramentos CC diferentes, permitindo deste modo o aumento dos níveis de tensão produzidos [46].

Tabela 2.4- Níveis de tensão produzidos por um conversor *cascade H-Bridge* de 5 níveis.

S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	V_{OUT}
<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	$+2V_{cc}$
<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	$+V_{cc}$
<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	$+V_{cc}$
<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	$+V_{cc}$
<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	$+V_{cc}$
<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	0
<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	0
<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	0
<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	0
<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	$-V_{cc}$
<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	$-V_{cc}$
<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	$-V_{cc}$
<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	$-V_{cc}$
<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	$-2V_{cc}$

2.7 Teorias de Controlo de Conversores CA-CC Bidirecionais

Para que a corrente de entrada num conversor CA-CC bidirecional, ou seja, a corrente na rede elétrica, seja sinusoidal, com um baixo conteúdo harmónico e em fase com a tensão na rede elétrica, é necessário calcular uma corrente de referência para a corrente na entrada do conversor. Para calcular a corrente de referência, recorre-se a uma teoria de controlo, sendo descrito a teoria Fryze-Buchholz-Depenbrock e a teoria de controlo através da tensão do barramento CC.

2.7.1 Teoria de Potência Fryze-Buchholz-Depenbrock (FBD)

A teoria de potência Fryze-Buchholz-Depenbrock (FBD), foi apresentada por Depenbrock, baseada em trabalhos prévios de Fryze e Buchholz [47]. Esta teoria de potência é no domínio do tempo, e tem como ideia base a representação de uma carga por uma condutância em paralelo com uma fonte de corrente. A condutância corresponde à componente da potência da carga que a rede elétrica deve fornecer, ou seja a potência ativa. A fonte de corrente representa a potência reativa e os harmônicos que a carga consome. Na figura seguinte é representado o modelo equivalente da teoria FBD. A condutância é denominada condutância ativa equivalente (G_a).

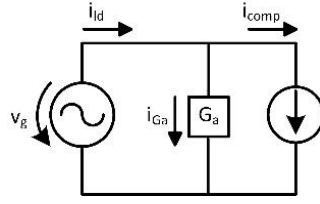


Figura 2.15-Modelo equivalente da Teoria FBD.

Inicialmente é calculado a potência ativa (P), que é valor médio da potência instantânea, e o valor eficaz da tensão da rede elétrica (V_g), recorrendo as seguintes equações:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v_g(t) i_{ld}(t) dt \quad (2.1)$$

$$V_g = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_g^2(t) dt} \quad (2.2)$$

Sabendo que a condutância é o inverso da resistência, e conhecendo o valor da potência ativa e do valor eficaz da tensão da rede elétrica, a condutância pode então ser definida pela equação (2.3).

$$G_a = \frac{P}{V_g^2} \quad (2.3)$$

Conhecendo o valor da condutância e do valor RMS da tensão da rede elétrica, o valor da corrente que é desejado que a rede forneça equivale à corrente consumida pela condutância, que é calculada através da equação (2.4), podendo também ser descrita pela equação (2.5)

$$i_g = G_a v_g \quad (2.4)$$

$$i_g = \frac{P}{V_g^2} v_g \quad (2.5)$$

Esta corrente serve de corrente de referência para o controlo de corrente, que será posteriormente descrito.

2.7.2 Teoria de Controlo Através da Tensão do Barramento CC

A teoria de Controlo através da tensão do barramento CC, é uma teoria relativamente simples para a obtenção da corrente de referência, baseando-se na variação da tensão do barramento CC do conversor. Utilizando o controlo proporcional-integral (PI), em primeiro lugar é calculado o erro, que é a diferença entre a tensão de referência e a tensão no barramento CC.

$$erro = V_{CCref} - V_{CC} \quad (2.6)$$

De seguida, é aplicado o controlador PI, obtendo:

$$i_{ref} = k_p erro - K_i sum_erro \quad (2.7)$$

Os ganhos do controlo PI devem ser ajustados, para proporcionar uma resposta rápida e estável.

A corrente obtida em (2.7), não é sinusoidal, sendo necessário multiplicar a corrente de referência por um seno unitário em fase com a tensão da rede elétrica, sendo usado depois para o controlo de corrente.

2.8 Técnicas de controlo de corrente para Conversores CA-CC Bidirecionais

O controlo da corrente é uma das principais funcionalidades do conversor CA-CC bidirecionais. O objetivo das técnicas de controlo de corrente é que o valor da corrente de entrada seja o mais próximo possível do valor da corrente de referência, permitindo baixar o THD da corrente de entrada e além disso, deve ter uma resposta dinâmica rápida. Ao longo dos anos tem sido apresentadas diversas técnicas de controlo de corrente, que apresentam diferentes níveis de precisão e complexidade [48]. Neste item estão abordadas as técnicas de controlo de corrente, *periodic sampling*, proporcional-integral e o controlo preditivo.

2.8.1 Controlo de Corrente *Periodic Sampling*

A técnica de controlo por *periodic sampling* (PS) é uma técnica robusta e com uma simples implementação. Esta técnica consiste na comparação entre a corrente de referência (i_{ref}) e a corrente na entrada do conversor (i_{conv}). O resultado da comparação é aplicado a um *flip-flop* do tipo D, que tem como objetivo limitar a frequência máxima de comutação dos semicondutores de potência. Assim, é garantido que os semicondutores mudam de estado uma vez por cada ciclo de amostragem. Na

figura 2.16 é apresentado o diagrama de blocos do controle de corrente PS. Pela figura 2.16, é possível observar que é aplicado um sinal quadrado no *clock*, que define a frequência de amostragem.

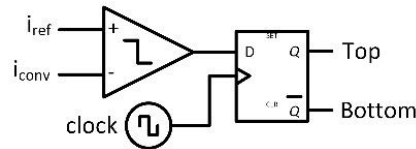


Figura 2.16-Diagrama de blocos do controle *periodic sampling*.

Além de esta técnica ser fácil de implementar analogicamente, também é de fácil implementação utilizando um controlador digital. Recorrendo a um controlador digital, o *flip-flop* já não é utilizado, sendo efetuado apenas uma comparação com uma frequência de amostragem fixa. Ao utilizar esta técnica não é possível definir a frequência mínima de comutação, podendo definir a frequência máxima, que é metade da frequência de amostragem [49]. A técnica de controle de corrente por PS, não garante uma frequência de comutação fixa, dificultando o processo de dimensionamento dos filtros passivos, utilizados para filtrar os harmônicos de corrente gerados pela comutação dos semicondutores. Além disto, a corrente na entrada do conversor apresenta um *ripple* considerável, que pode ser diminuído, aumentando a frequência de amostragem, que como já referido, também a frequência máxima de comutação.

2.8.2 Controle de Corrente Proporcional-Integral Estacionário

Esta técnica consiste na aplicação de um controlador proporcional-integral, entre o erro, que é determinado por a diferença entre a corrente de referência (i_{ref}) e a corrente de entrada do conversor, para gerar uma tensão de referência sinusoidal. Essa tensão de referência é depois comparada com uma onda portadora triangular com frequência fixa, para que o conversor produza uma tensão que origina a corrente pretendida. A saída do comparador, resulta no sinal de PWM aplicado aos semicondutores. O diagrama de blocos do controle de corrente PI é representado na figura seguinte.

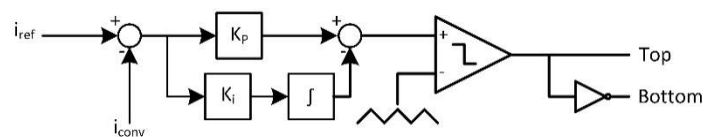


Figura 2.17-Diagrama de blocos do controle PI.

Esta técnica tem a vantagem de possuir uma frequência de comutação fixa, face a utilização de um sinal portador de frequência fixa, resultando na eliminação de ruído audível provocado pela comutação

de baixa frequência. Com isto, é facilitado o cálculo dos filtros passivos, utilizados para filtrar esses harmônicos. Outra vantagem, reside no facto de compensar as não linearidades do conversor devido ao *deadtime* [50]. Também é verificado uma diminuição do ripple na corrente de entrada.

Os ganhos de controlador PI, devem ser ajustados para garantir que a tensão de referência seja inferior à amplitude da onda triangular portador, de modo que o erro em regime permanente seja o menor valor possível.

Esta técnica de controlo pode ter uma implementação analógica como digital. A implementação digital consiste nas seguintes equações:

$$m_p[k] = K_p(i_{conv}^*[k] - i_{conv}[k]) \quad (2.8)$$

$$m_i[k] = K_i f_s(i_{conv}^*[k] - i_{conv}[k]) + m_i[k - 1] \quad (2.9)$$

$$V_{ref}[k] = m_p[k] + m_i[k] \quad (2.10)$$

As equações (2.8) e (2.9), dizem respeito ao controlo PI digital e na equação (2.10) está descrito o cálculo da tensão de referência.

A grande desvantagem desta técnica, é que não possui uma resposta rápida, quando é verificado uma variação brusca da referência. Para responder isso, é necessário ajustar os ganhos do controlador que reduzem o valor de atraso [51].

2.8.3 Controlo de Corrente Preditivo

O controlo de corrente preditivo é uma técnica muito utilizada na área da eletrónica de potência. Esta técnica consiste em determinar a tensão que o conversor deve produzir para que a corrente na entrada do conversor, seja igual a corrente de referência, após um número pré-determinado de períodos de amostragem [50]. O cálculo da tensão que o conversor deve sintetizar, depende do modelo do circuito do conversor, isto é, depende do valor dos filtros de acoplamento a rede e depende também da frequência de amostragem. Tal como o controlo PI, o controlo de corrente preditivo também é obtido uma frequência de comutação fixa. Em relação ao controlador PI, apresenta uma resposta mais rápida a variações bruscas da corrente de referência, produzindo uma corrente com menor conteúdo harmónico, tendo maior sensibilidade quando acontece erros ou alteração dos parâmetros do sistema, com um foco adicional do valor da bobina de acoplamento a rede elétrica. Na figura seguinte, é

representado do modelo do conversor e o respetivo diagrama de blocos do controlo de corrente preditivo. Para o filtro de acoplamento à rede elétrica é usado uma bobina.

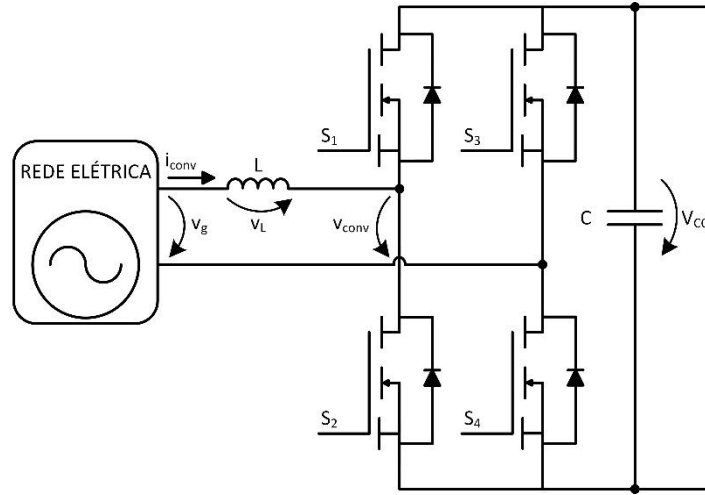


Figura 2.18- Conversor CA-CC *full-bridge*.

Aplicando a lei das malhas, verifica-se que a tensão sintetizada por o conversor (v_{conv}) é a soma da tensão da rede elétrica com a queda de tensão na bobina.

$$v_{conv} = v_g + v_L \quad (2.11)$$

Substituindo a tensão na indutância pela equação da corrente, obtém-se a equação (2.12)

$$v_{conv} = v_g + L \frac{di_{conv}}{dt} \quad (2.12)$$

Partindo do facto que é um controlo em malha fechada, a realimentação é feita através da corrente i_{conv} , sendo que o erro é dado pela subtração da corrente de referência pela corrente na entrada do conversor, ou seja:

$$i_{erro} = i_{conv*} - i_{conv} \quad (2.13)$$

Aplicando a equação (2.13) em (2.12), obtém-se:

$$v_{conv} = v_g + L \frac{di_{conv*}}{dt} - L \frac{di_{erro}}{dt} \quad (2.14)$$

A equação (2.14) pode ser escrita da seguinte forma:

$$L \frac{di_{erro}}{dt} = v_g + L \frac{di_{conv*}}{dt} - v_{conv} \quad (2.15)$$

Assumindo que a frequência de amostragem é bastante superior a frequência do sinal a produzir, é possível considerar que a derivado de erro varia de forma aproximadamente linear. Considerando que a corrente na saída conversor, contém uma *ripple* reduzido, assume-se que o aumento do erro da corrente é igual ao próprio erro, e assim a equação (2.15) é reescrita na equação (2.16), onde T_s é o período de amostragem.

$$L \frac{i_{erro}}{T_s} = v_g + L \frac{\Delta i_{conv*}}{T_s} - v_{conv} \quad (2.16)$$

A tensão na bobina terá de ser o simétrico do valor calculado para poder anular o erro da corrente. A equação (2.17) define a tensão que o conversor para anular o erro.

$$v_{conv} = v_g + L \frac{\Delta i_{conv*}}{T_s} + L \frac{i_{erro}}{T_s} \quad (2.17)$$

Implementado no domínio discreto a equação (2.17), obtém-se a equação:

$$v_{conv*}[k] = v_g[k] + \frac{L}{T_s} (i_{conv*}[k] - i_{conv*}[k-1] + i_{erro}[k]) \quad (2.18)$$

Substituindo o termo i_{erro} na equação (2.18), obtém-se a equação (2.19), sendo a equação final aplicada para este controlo.

$$v_{conv*}[k] = v_g[k] + \frac{L}{T_s} (2i_{conv*}[k] - i_{conv*}[k-1] + i_{conv}[k]) \quad (2.19)$$

A tensão de referência é depois comparada com onda triangular portadora, tal como no controlo PI, sendo aplicado a modulação SPWM, e depois a saída resultante da comparação é aplicado as *gates* dos semicondutores. Esta técnica de controlo tal como o controlo PI, é linear porque a modulação da tensão é separada da compensação do erro.

2.9 Técnicas de controlo para Conversores CC-CC Bidirecionais Isolados

Existem diferentes técnicas de controlo para os conversores CC-CC bidirecionais isolados, em que cada técnica tem influência na eficiência do conversor. As técnicas mais utilizados para este tipo de conversor, são as técnicas, modulação por PWM e modulação por *phase shift*. [52]. Estas técnicas, são simples de implementar e apresentam um bom desempenho.

2.9.1 Modulação por PWM

A modulação por PWM, é a técnica de controlo mais simples para este tipo de conversores, tendo a vantagem de pode ser aplicado para todas as topologias. Esta técnica é utilizada para controlar o fluxo de energia. Para transferir energia num sentido, são comutados os MOSFETS do lado onde vem a energia e os MOSFETS do outro lado comportam-se como díodos. Como nesta dissertação, será utilizado um DAB, quando queremos transferir energia de V_{CC1} para V_{CC2} , são comutados os semicondutores S_1, S_2, S_3, S_4 e os semicondutores do outro lado estão ao corte, sendo utilizados os seus díodos em antiparalelo, para retificar a tensão no enrolamento secundário do transformador.

A quantidade de energia transferida depende do *duty-cycle* e da relação de transformação do transformador. O *duty-cycle* depende da tensão de referência para o lado secundário do conversor, e depende da amplitude da onda portadora. Este controlo é pouco dinâmico e tem uma gama de regulação limitada [53].

2.9.2 Modulação por *Phase Shift*

A técnica *phase shift* é baseada em aplicar um desfasamento α entre a tensão do enrolamento primário e a tensão do enrolamento secundário. Esta técnica é a mais utilizada para estes conversores [54]. Em relação a modulação PWM, esta técnica apresenta um desempenho dinâmico e permite a comutação suave dos semicondutores (*soft-switching*) [53]. As desvantagens são que quanto maior for a diferença entre V_{CC1} e nV_{CC2} maior será a corrente que passa nos semicondutores, diminuindo a eficiência. Além disso, quando opera longe da relação nominal, apresenta elevada potência reativa. É desejável que o valor K da expressão (2.20) seja perto de 1, para um melhor funcionamento do conversor, em que n é a relação de transformação do transformador.

$$k = \frac{V_{CC1}}{nV_{CC2}} \quad (2.20)$$

Utilizando a técnica *phase shift*, este tipo de conversor pode ser visto como duas fontes alternadas e uma indutância, como representado na figura 2.19. v_1 representa a tensão alternada gerada no lado primário e nv_2 é a tensão alternada produzida no lado secundário refletida no lado primário e L representa a soma da indutância auxiliar e a reactância de dispersão do transformador. A energia flui da tensão que estiver adiantada em relação a outra. Ou seja, para transferir energia de V_{CC1} para V_{CC2} , v_1 tem de estar adiantado em relação nv_2 e para a energia fluir no sentido contrário, nv_2 tem de estar adiantado em relação a v_1 . O desfasamento está compreendido entre 0° e 90° .

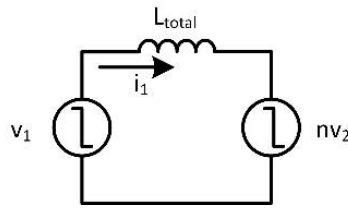


Figura 2.19- Circuito equivalente de um conversor CC-CC bidirecional isolado quando é aplicado a técnica *phase shift*.

Nesta técnica o *duty cycle* é constante tendo sempre um valor de 50% para todos os PWMs aplicados aos semicondutores, gerando uma tensão quadrada alternada nos terminais do transformador [55]. O desfasamento entre as tensões no enrolamento primário e secundário do transformador, gera uma tensão na indutância, sendo que a corrente na indutância é controlada pela estratégia de controle *phase shift*.

A técnica *phase shift* tem diversas variantes, dependendo do número de desfasamento de cada variante. As técnicas *single phase shift* (SPS), *extended single phase shift* (ESPS) e *dual phase shift* (DPS) serão abordadas nesta dissertação, tendo como base o DAB, pois é a topologia utilizada nesta dissertação. De referir que nem todas estas variantes podem ser aplicadas em qualquer topologia, por exemplo a técnica DPS não pode ser aplicada ao conversor DHB, pois não possui o número de semicondutores que estas técnicas exigem. Cada uma das diferentes variantes da modulação por *Phase Shift*, tem valores diferentes de eficiência, que dependem de certos parâmetros tais como a diferença entre V_{cc1} e V_{cc2} .

2.9.2.1 *Single Phase Shift* (SPS)

Esta variante é a mais utilizada para o controlo dos conversores CC-CC bidirecionais isolados devido a seu baixo grau de complexidade [56]. Nesta técnica as tensões alternadas estão desfasadas entre si. Esta técnica não deve ser utilizada quando o valor da tensão V_{cc1} for inferior à tensão nV_{cc2} , pois nestas condições verifica-se valores elevados de corrente e de potência reativa.

Na figura 2.20, é observado os sinais de gate aplicados aos semicondutores, bem como as tensões CA, a corrente e a potência transferida. Tal como dito anteriormente os semicondutores do mesmo braço nunca podem estar ligados simultaneamente. Com recurso a esta figura, observa-se o desfasamento entre os semicondutores das duas pontes, que provoca o mesmo desfasamento entre as tensões do enrolamento primário e secundário do transformador. Também é possível observar que são produzidos dois níveis de tensão. Quando o valor das tensões nos enrolamentos tem sinais contrários, verifica-se uma variação rápida na corrente, que é acentuado com o aumento do ângulo

de desfasamento. A tensão e a corrente no enrolamento primário não estão em fase, sendo essa a causa da existência de potência reativa num conversor CC-CC bidirecional isolado, resultando num aumento de perdas [57].

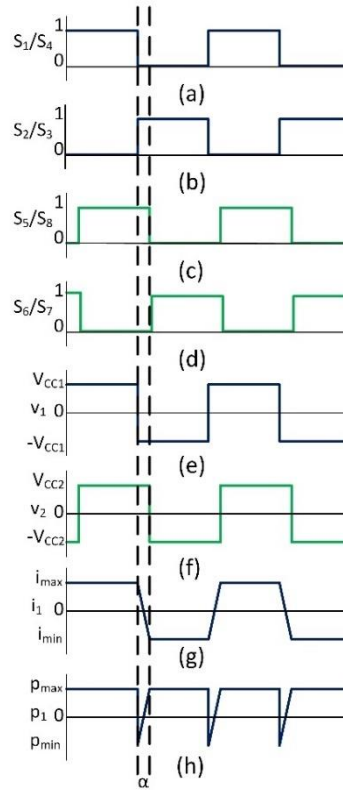


Figura 2.20- Funcionamento do conversor DAB com a técnica SPS: (a) Sinal de gate de S_1 e S_4 ; (b) Sinal de gate de S_2 e S_3 ; (c) Sinal de gate de S_5 e S_8 ; (d) Sinal de gate de S_6 e S_7 ; (e) Tensão de saída da ponte 1 (v_1); (f) Tensão de saída da ponte 2 (v_2); (g) Corrente de saída da ponte 1 (i_1); (h) Potência de saída da ponte 1 (p_1).

A potência ativa transferida depende do valor do ângulo de desfasamento α , das tensões do barramento CC, da relação de transformação, da frequência de amostragem, e do valor da indutância total. A equação (2.21) define o valor da potência transferida.

$$P = \frac{V_{CC1} n V_{CC2}}{360 f_c L_{total}} \left(\alpha - \frac{\alpha^2}{180} \right) \quad (2.21)$$

O ângulo de desfasamento varia entre -90° e 90° . Quando o ângulo é negativo, significa que a potência flui no sentido contrário. É aconselhável que o conversor opera entre -30° a 30° para estar na zona linear da curva da potência, permitindo assim uma diminuição da potência reativa e um aumento da eficiência. O valor da indutância deve ser escolhido para garantir um desfasamento entre -30° a 30° [57].

2.9.2.2 *Extended Single Phase Shift (ESPS)*

A técnica EPS é um melhoramento da técnica SPS, com o objetivo de poder operar com valores de V_{CC1} e nV_{CC2} diferentes. Esta técnica além de criar um desfasamento α , tal como na técnica SPS, também cria um desfasamento entre os sinais de gates de um braço para o outro numa das pontes [53]. Os desfasamentos têm o mesmo valor, permitindo um aumento da eficiência e uma diminuição da potência reativa [53]. No entanto, nesta técnica os semicondutores estão sujeitos a maiores correntes, evidenciando-se esse facto ainda mais quando maior for a diferença entre V_{CC1} e nV_{CC1} .

Na figura seguinte está representado os sinais aplicados à gate dos semicondutores, tal como as tensões CA e a corrente. As tensões de saída, apresentam três níveis de tensão $-V_{CC1}, 0, +V_{CC1}$. Quando a tensão no enrolamento primário do transformador é 0 V, a potência reativa é nula, fazendo que a potência reativa total diminua. A potência é transferida de V_{CC1} para V_{CC2} , e por isso é aplicado o desfasamento entre um braço para o outro nos semicondutores S_1, S_2, S_3, S_4 , caso contrário era aplicado aos restantes semicondutores, o desfasamento entre os dois braços do mesmo conversor.

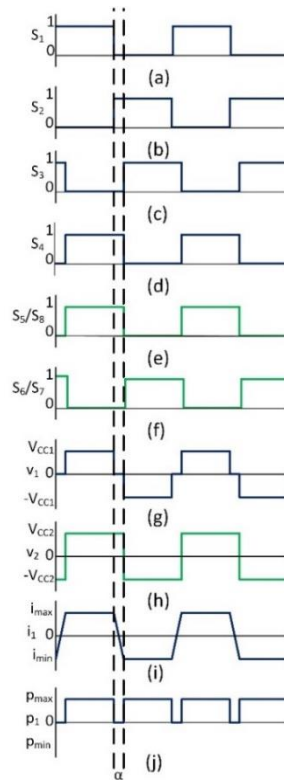


Figura 2.21- Funcionamento do conversor DAB com a técnica de controlo ESPS: (a) Sinal de gate de S1; (b) Sinal de gate de S2; (c) Sinal de gate de S3; (d) Sinal de gate de S4; (e) Sinal de gate de S5 e S6; (f) Sinal de gate de S7 e S8; (g) Tensão de saída da ponte 1 (v_1); (h) Tensão de saída da ponte 2 (v_2); (i) Corrente de saída da ponte 1 (i_1); (j) Potência de saída da ponte H1 (p_1).

Da mesma maneira que na técnica SPS, a potência ativa transferida depende do ângulo de desfasamento, sendo definida pela equação (2.22).

$$P = \frac{1}{2} \frac{V_{CC1} n V_{CC2}}{360 f_c L_{total}} \left(\alpha - \frac{\alpha^2}{180} \right) \quad (2.22)$$

Com recurso a esta equação, comprava-se que para mesma potência é necessária metade da indutância usada na técnica SPS. Tal como a técnica SPS, o valor do desfasamento deve estar compreendido entre -30° a $+30^\circ$, consoante o sentido do fluxo de energia [53].

2.9.2.3 Dual Phase Shift (DPS)

A técnica DPS, é similar a técnica EPS, aplicando também um desfasamento entre os braços de uma ponte H, diferenciando-se na aplicação desse desfasamento nas duas pontes H. O desfasamento entre os dois conversores é α_1 e o desfasamento entre os braços do mesmo conversor é denominado α_2 .

Esta técnica apresenta várias vantagens face as técnicas anteriormente descritas. Permite uma diminuição da potência reativa, e assim a corrente que circula nos semicondutores é menor, permite uma maior flexibilidade de regulação, diminui também o *ripple* da tensão de saída e diminui a corrente *in-rush* [57].

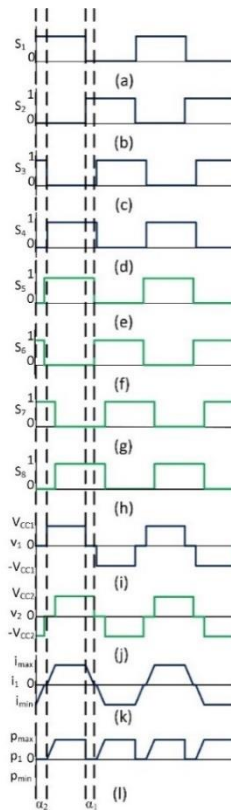


Figura 2.22- Funcionamento do conversor DAB com a técnica DPS: (a) Sinal de gate de S_1 ; (b) Sinal de gate de S_2 ; (c) Sinal de gate de S_3 ; (d) Sinal de gate de S_4 ; (e) Sinal de gate de S_5 ; (f) Sinal de gate de S_6 ; (g) Sinal de gate de S_7 ; (h) Sinal de gate de S_8 ; (i) Tensão de saída da ponte 1 (v_1); (j) Tensão de saída da ponte 2 (v_2); (k) Corrente de saída da ponte 1 (i_1); (l) Potência de saída da ponte 1 (p_1).

A figura 2.22 representa os sinais de gate dos semicondutores, tal como as tensões de saída e a corrente no enrolamento primário do transformador. Com esta técnica o valor das duas tensões de saída tem três níveis de tensão. Quando as duas tensões de saída estão com 0 V, a potência reativa é nula, e assim a potência reativa total diminui. Nesta figura, α_1 representa o ângulo de defasamento entre conversores e α_2 representa o defasamento entre os braços do mesmo conversor.

Para sistemas onde o valor nV_{cc2} tem um valor igual ou superior a V_{cc1} , utilizando esta técnica de controlo comparativamente com a técnica SPS, verifica-se que as correntes nos semicondutores são maiores, apesar de a potência reativa ser menor. Sendo esta técnica mais vantajosa nV_{cc2} apresentar um valor inferior V_{cc1} .

A equação (2.23) define a potência ativa transferido quando $\alpha_1 \geq \alpha_2$.

$$P = \frac{V_{CC1}nV_{CC2}}{360f_cL_{total}} \left(\left(\alpha_1 - \frac{\alpha_1^2}{180} \right) - \frac{\alpha_2^2}{90} \right) \quad (2.23)$$

Quando $\alpha_1 \leq \alpha_2$ a potência ativa transferida é obtida através da equação (2.24)

$$P = \frac{V_{CC1}nV_{CC2}}{360f_cL_{total}} \alpha_1 \left(1 - \frac{\alpha_2}{180} - \frac{\alpha_1}{360} \right) \quad (2.24)$$

Tal como as duas técnicas anteriormente abordadas, o ângulo de defasamento entre os semicondutores dos dois conversores, α_1 , pode varia entre -90° a $+90^\circ$, e o ângulo, α_2 , pode variar entre 0° a 180° . É obrigatório que a soma dos dois ângulos não seja superior a 180° .

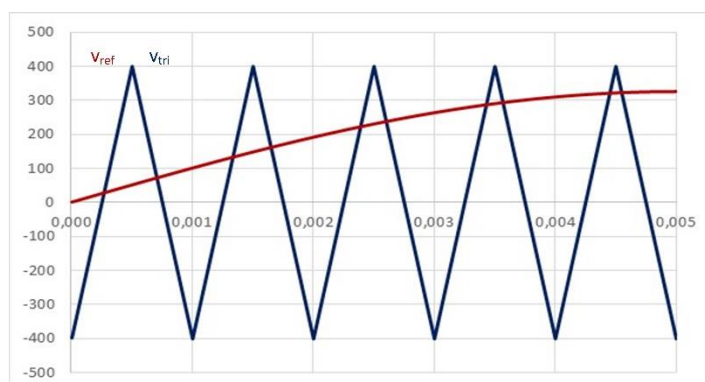
A potência transferida será tanto maior quando maior for o valor de α_1 , e tal como nas outras técnicas o seu valor deve estar entre -30° a $+30^\circ$, dependendo do sentido da energia para permanecer na zona linear [57].

2.10 Técnicas de controlo para Conversores CC-CA Bidirecionais

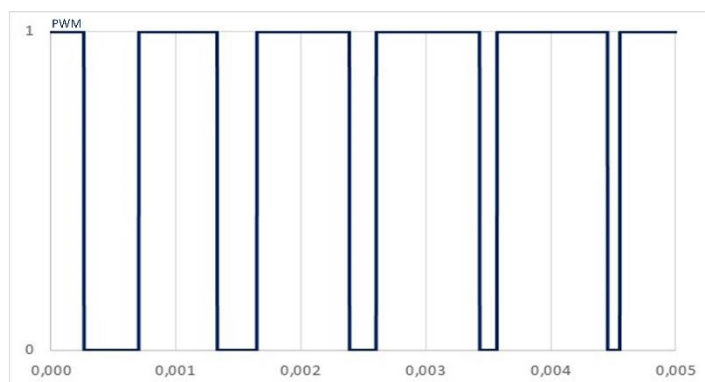
Para o controlo dos conversores CC-CA bidirecionais, geralmente recorre-se a modulação SPWM, que possui variantes, sendo abordados nesta dissertação. Esta modulação necessita de uma tensão de referência, que pode ser gerado através de diferentes tipos de controlo, sendo que no âmbito desta dissertação, abordou-se o controlo preditivo de tensão.

2.10.1 Modulação de Largura de Pulso Sinusoidal

A técnica *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM), é muito utilizada nos conversor CC-CA, sendo uma técnica simples e confere uma bom desempenho ao conversor [58]. O objetivo da técnica SPWM é sintetizar na saída do conversor uma tensão sinusoidal. Esta técnica consiste na comparação de uma onda de referência com uma onda portadora. A onda portadora é uma onda triangular, em que a sua frequência determina a frequência de comutação. A onda de referência é uma senoide com a frequência pretendida. Esta técnica permite uma frequência de comutação fixa. Na figura seguinte está representada um exemplo da modulação SPWM.



(a)



(b)

Figura 2.23- Exemplo Modulação SPWM: (a) Onda de referência e onda portadora; (b) Sinal de PWM obtido.

Quando a tensão de referência é maior que a onda triangular a saída do comparador tem o nível lógico alto, o semicondutor está ligado. quando a saída do comparador está no nível lógico baixo, o semicondutor está ao corte, que corresponde quando a referência é menor que a onda triangular. A onda de saída do conversor é sintetizada através da variação do *duty-cycle*, com uma frequência constante, sendo isto a modulação por largura de pulso. É necessário a utilização de filtro passivos,

para eliminar as componentes de alta frequência. Existem variantes da modulação SPWM, que serão a seguir descritas.

2.10.1.1 SPWM Bipolar

Esta variante da modulação SPWM contém uma onda portadora e uma onda de referência, havendo dois resultados possíveis para a saída da comparação, sendo aplicados à *gate* dos semicondutores. Recorrendo a esta técnica é possível produzir dois níveis de tensão ($+V_{cc}$, $-V_{cc}$). O sinal de saída do comparador é igual a tensão produzida pelo conversor. Na figura seguinte, é representado a lógica de controlo, aplicado a cada braço do conversor.

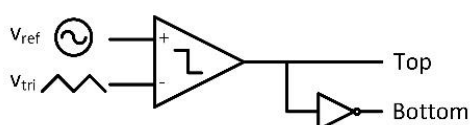
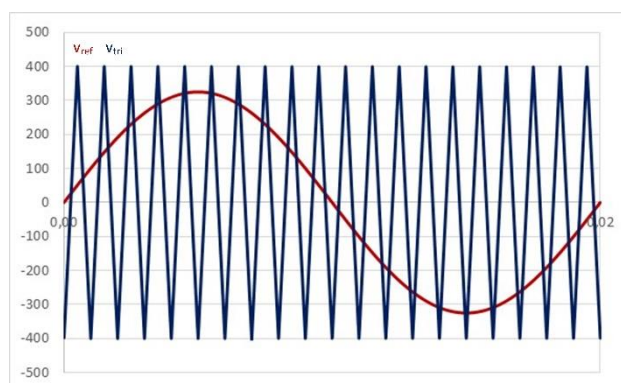


Figura 2.24- Lógica de controlo da modulação SPWM bipolar

A figura 2.25, é representado o sinal de referência e triangular e a respetivo sinal de saída do conversor.



(a)

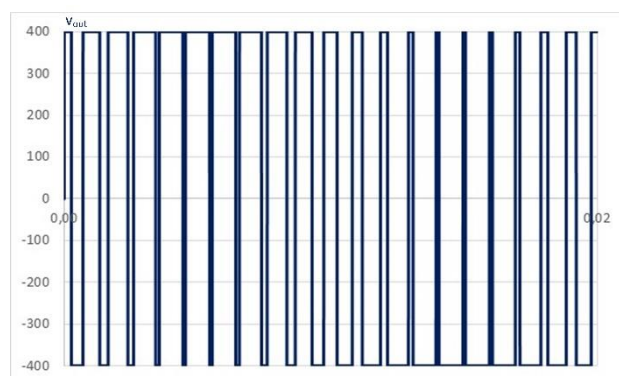


Figura 2.25- Exemplo Modulação SPWM bipolar: (a) Onda de referência e onda portadora; (b) Sinal de saída.

Com esta figura, é verificado que quando maior a largura de pulso da saída do conversor, maior é o valor médio a cada instante, O duty-cycle de 50% corresponde ao valor 0.

2.10.1.2 SPWM Unipolar

Esta variante, tal como a SPWM bipolar, contém também uma portadora triangular, mas contém dois sinais de referência. Um dos sinais de referência é igual a técnica SPWM bipolar, e o outro sinal de referência é o seu simétrico, ou seja, está desfasado 180° . Nesta técnica são efetuadas duas comparações, originais quatro resultados possíveis. Com recurso a esta técnica é possível a produção de três níveis de tensão na saída do conversor ($+V_{cc}$, 0, $-V_{cc}$). Na figura seguinte é possível observar a lógica do controlo aplicada a esta técnica de modulação.

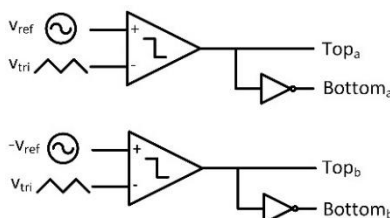
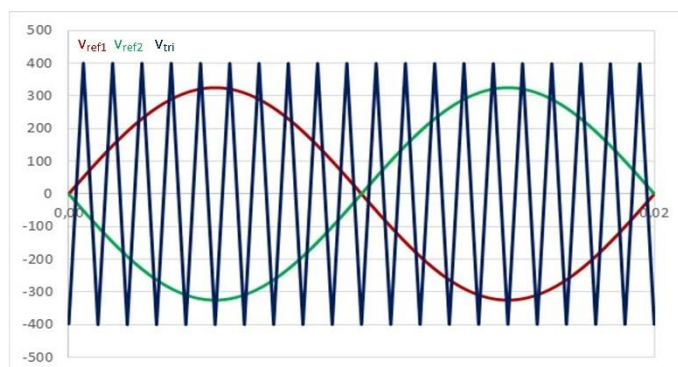


Figura 2.26-Lógica de controlo da modulação SPWM unipolar.

A figura seguinte ilustra os sinais de referência e a onda portadora e os respetivos sinais de comparação. Com esta figura, é possível observar que em cada instante a modulação é efetuada entre um dos valores de topo (positivo ou o negativo) e o valor zero, permitindo a sintetização de três valores de tensão. A frequência do sinal de saída possui o dobro da frequência de comutação, permitindo que os filtros passivos sejam de menor dimensão. Esta técnica apresenta um melhor desempenho do que a técnica SPWM bipolar [59].



(a)



(b)

Figura 2.27- Exemplo Modulação SPWM unipolar: (a) Ondas de referência e onda portadora; (b) Sinal de saída.

2.10.2 Controle Preditivo de Tensão

O controle preditivo também pode ser utilizado para o controle da tensão. Com este controle o objetivo é o conversor CC-CA, produza uma tensão sinusoidal com controle da amplitude e frequência. Como já referido anteriormente, o controle preditivo não inclui ganhos, dependendo dos parâmetros constituinte do conversor, evitando a sintonização de ganhos. Aplicando a lei dos nós, a relação da corrente de saída do conversor (i_{conv}) e a corrente das cargas (i_{cargas}) é expressa pela equação (2.25).

$$i_{conv} = i_{ca} + i_{cargas} \quad (2.25)$$

A lei das malhas é aplicada para a obtenção da relação entre a tensão produzida pelo conversor (v_{conv}) e a tensão nas cargas (v_{cargas}), obtendo-se a equação (2.26), sabendo que a tensão na carga é a mesma que a tensão no condensador.

$$v_{conv} = V_{La} + v_{cargas} \quad (2.26)$$

A equação (2.26) pode ser reescrita substituindo a tensão da bobina por a equação da corrente, obtendo-se:

$$v_{conv} = L_{ca} \frac{di_{conv}}{dt} + v_{cargas} \quad (2.27)$$

A corrente do condensador pode ser substituída por a equação da tensão, podendo reescrever a equação (2.25).

$$i_{conv} = C_{ca} \frac{dv_{cargas}}{dt} + i_{cargas} \quad (2.28)$$

Aplicando a equação (2.28) na equação (2.27) é obtida a equação (2.29).

$$v_{conv} = L_{ca} \frac{d}{dt} \left(C_{ca} \frac{dv_{cargas}}{dt} + i_{cargas} \right) + v_{cargas} \quad (2.29)$$

A equação (2.29) pode ser reescrita, obtendo a equação (2.30)

$$v_{conv} = L_{ca} C_{ca} \frac{d^2 v_{cargas}}{dt^2} + L_a \frac{di_{cargas}}{dt} + v_{cargas} \quad (2.30)$$

Tal como no controlo preditivo de corrente, como a frequência de amostragem é elevada as derivadas da corrente e da tensão podem ser aproximadas a variações lineares. Aplicando a equação (2.30) no domínio discreto, obtém-se:

$$v_{conv} = \frac{L_a C_{ca}}{T_s^2} (v_{ref}[k] - 2v_{cargas}[k] + v_{cargas}[k-1]) + \frac{L_a}{T_s} (i_{cargas}[k] - i_{cargas}[k-1] + v_{cargas}[k]) \quad (2.31)$$

Na figura seguinte está representado o diagrama de blocos do controlo preditivo de tensão.

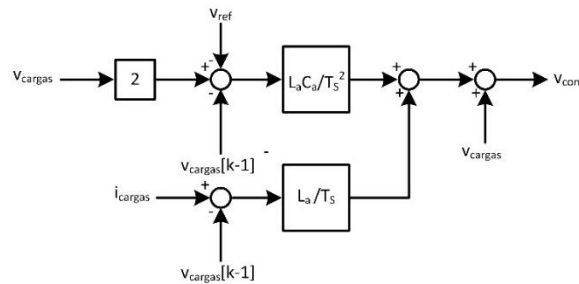


Figura 2.28-Diagrama de blocos do controlo preditivo de tensão.

2.11 Conclusões

Neste capítulo foram descritas as topologias que existem para um SST. Foi também abordado os semicondutores, distinguindo as diferenças entre MOSFETS e IGBTs, tal como as diferenças entre os semicondutores feitos a partir de silício e carboneto de silício. De seguida foi abordado diferentes topologias para os conversores CA-CC bidirecionais, nomeadamente *half-bridge*, *full-bridge*, NPC, *flying capacitor* e cascata de conversores. Foi abordado também os conversores CC-CC bidirecionais isolados, sendo descritos o conversor DHB, *full half-bridge*, DAB e QAB, sendo referidas as diferenças entre eles. Relativamente aos conversores, foi apresentado diferentes topologias para o conversor CC-CA bidirecional, tais como *half-bridge*, *full-bridge*, *diode-clamped*, e cascata de conversores para sintetizar mais que três níveis de tensão. De seguida foi abordado as teorias de controlo para o conversor CA-CC, sendo referidas a teoria FBD e a teoria de controlo através da tensão do barramento CC. Foram enumeradas diferentes técnicas de controlo de corrente, como a técnica PS, controlo PI e preditivo. Relativamente ao controlo dos conversores CC-CC bidirecionais isolados, foram enumeradas

as técnicas por *phase shift*, tais como SPS, EPS e DPS, sendo mencionadas as diferenças entre elas. Relativamente aos conversores CC-CC, também foi abordado a modulação PWM. Relativamente ao conversor CC-CA bidirecional, foram mencionadas a modulação SPWM bipolar e unipolar, referindo as diferenças entre elas, sendo explicado também o controlo preditivo de tensão aplicado a este conversor.

Capítulo 3

Simulação do *Solid-State Transformer*

3.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos em simulação recorrendo ao software PSIM. As simulações em eletrônica de potência são fundamentais para testar o desempenho do controlo antes de passar para a prática.

Inicialmente, são apresentados os resultados de simulação de cada conversor a funcionar de uma forma individual. Foi testado a sincronização com a rede elétrica. Foi testado o controlo de corrente, a regulação do barramento CC, a teoria de potência e a resposta dinâmica do conversor CA-CC. De seguida é apresentado o conversor CC-CC *dual active bridge* onde foi abordado a modulação por PWM e a técnica SPS, analisando também o comportamento dinâmico do sistema. Posteriormente, foi testado o funcionamento do conversor CC-CA, sendo descrito a modulação SPWM, o controlo preditivo de tensão e a resposta para diferentes tipos de cargas. Por fim, foi testado o funcionamento do SST, juntando todos os conversores, para verificar o funcionamento do sistema de controlo, sendo testado para diferentes cargas.

3.2 Simulação do Conversor CA-CC *Full-Bridge*

Foi escolhida a topologia *full-bridge* para o conversor CA-CC bidirecional. Uma das funções deste conversor é o controlo da corrente na rede elétrica, permitindo que seja sinusoidal com baixo valor de THD e em fase com a tensão na rede elétrica. Além disso, será aplicado a teoria FBD que permita o cálculo da corrente de referência para a rede elétrica tendo em conta, a potência necessária para regular a tensão do barramento CC para o valor desejado e a potência ativa necessária para as cargas.

3.2.1 Modelo PSIM do Conversor CA-CC *Full-Bridge*

Na figura 3.1 encontra-se o modelo PSIM do conversor CA-CC *full bridge* que será implementado. Nesta figura encontra-se o andar de potência e o sistema de controlo do conversor. Relativamente ao andar de potência é possível observar os semicondutores, o barramento CC, a bobina de acoplamento

à rede elétrica, o sistema de pré-carga dos condensadores que formam o barramento CC e os sensores de tensão e corrente necessários para o controlo. Também é visível uma resistência que funciona como carga para validação do controlo do conversor. Além do andar de potência está também representado o sistema de controlo. A parte relativa ao controlo é constituída por um bloco C, onde é programado usando a linguagem C. Este bloco permite a leitura dos valores dos sensores, gerando também o sinal de PLL, a corrente de referência. Além destas funcionalidades, também possui saídas lógicas, permitindo a ativação de *flags* como a habilitação das comutações, curto-circuitar a resistência de pré-cargas dos condensadores do barramento CC e ligar/desligar cargas. No bloco C é também definida a frequência de amostragem, tendo se utilizado uma frequência de 100 kHz. Também está representado a modulação unipolar para comutação dos semicondutores. A frequência de comutação é de 100 kHz.

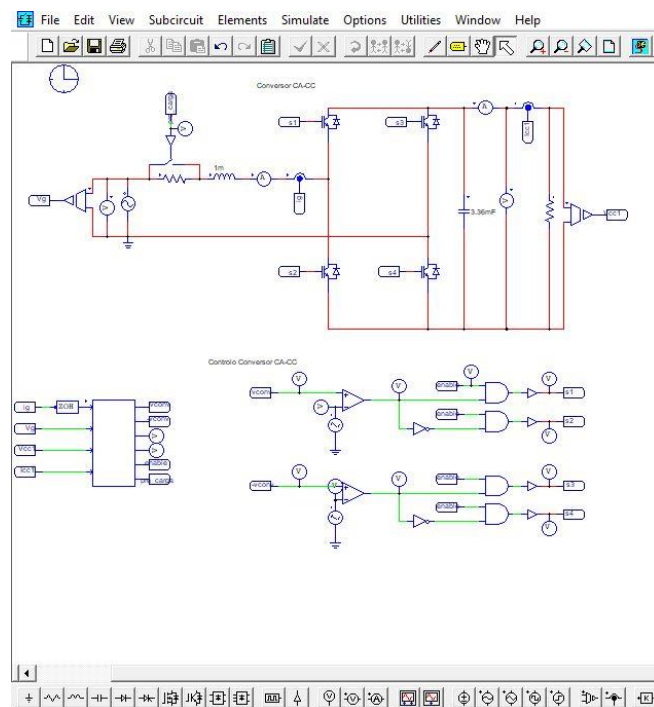


Figura 3.1-Modelo em PSIM do conversor CA-CC bidirecional.

3.2.2 Sincronização com a Rede Elétrica

Para o correto funcionamento do SST, é necessário sincronizar o controlo com a tensão da rede elétrica. Para a sincronização é utilizado um algoritmo denominando *phase-locked loop* (PLL). Este algoritmo consiste em gerar um sinal sinusoidal em fase com a componente fundamental de um sinal de entrada, que pode conter conteúdo harmónico. Além da sincronização, o sinal resultante deste algoritmo, é utilizada para o cálculo da corrente de referência na rede elétrica, permitindo assim que

a corrente de referência seja sinusoidal, mesmo que a tensão na rede contenha distorção harmónica. Na figura 3.2, está apresentado o diagrama de blocos no domínio de Laplace da PLL utilizada.

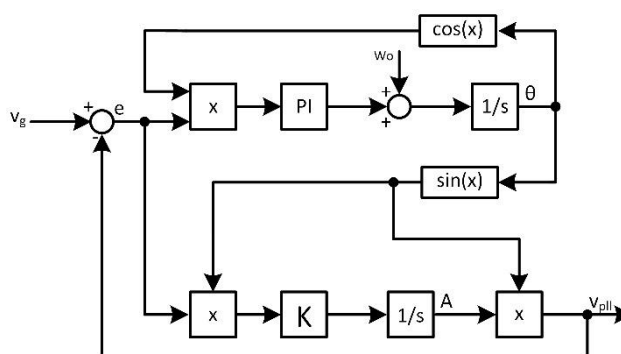


Figura 3.2-Diagrama de blocos no domínio de Laplace da PLL.

Este algoritmo está dividido em dois blocos, em que um é responsável pelo cálculo da fase, e o outro bloco calcula a amplitude [60]. Na deteção da fase, é aplicado um controlo PI, que posteriormente devolve o ângulo da fase do sinal de entrada θ , que aplicando na função seno é obtido um seno unitário. Esse seno unitário é depois multiplicado pela amplitude A determinada pelo algoritmo, sendo assim obtida o sinal de PLL desejado. Os ganhos do controlo PI podem ser ajustados para controlar a estabilidade e velocidade do sincronismo. Na figura 3.3 e 3.4 encontram-se a simulação deste algoritmo recorrente ao ambiente de simulação PSI, duas tensões na rede elétrica (v_g) com distorção harmónica e a respetiva PLL originada (v_{pll}). Na figura 3.3 encontra-se uma tensão na rede em que a $THD_{\%}$ é de 1,5%, e na figura 3.4 está representado uma tensão na rede em que a $THD_{\%}$ é de 15,4%. Com recurso as figuras 3.3 e 3.4, verifica-se que o sincronismo é atingido em cerca de um ciclo da rede elétrica, e que ao fim de três ciclos da rede a amplitude é alcançado. Para a figura 3.3, onde a tensão da rede elétrica tem um $THD_{\%}$ de 1,5%, com este algoritmo o $THD_{\%}$ é diminuído, tendo o valor 0,34%. Para a figura 3.4, a tensão da rede tem um $THD_{\%}$ de 15,4%, sendo um valor elevado e com recurso a PLL, o $THD_{\%}$ da PLL é de 1,1%.

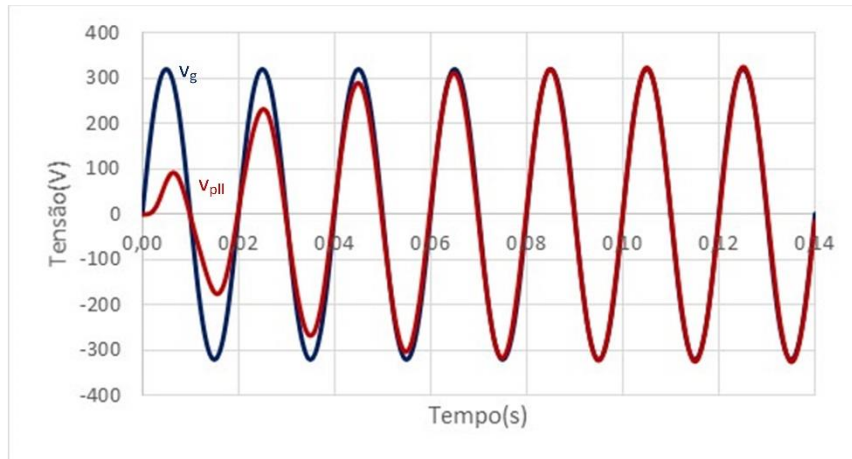


Figura 3.3-Tensão da rede elétrica com THD_v é de 1,5%, e PLL gerada.

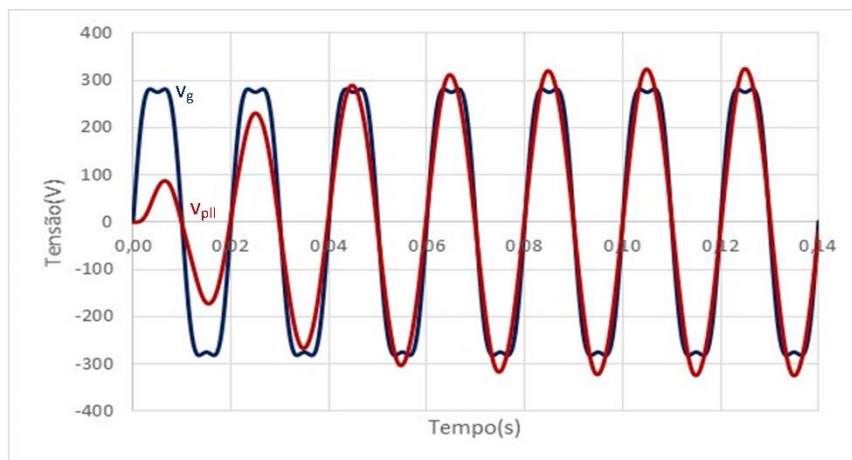
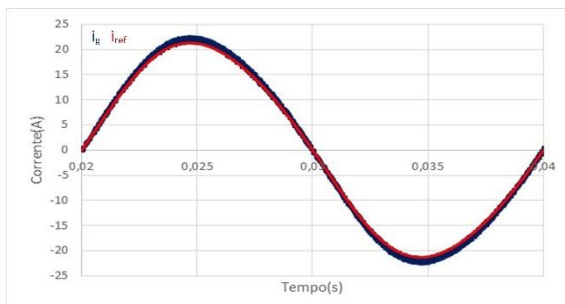


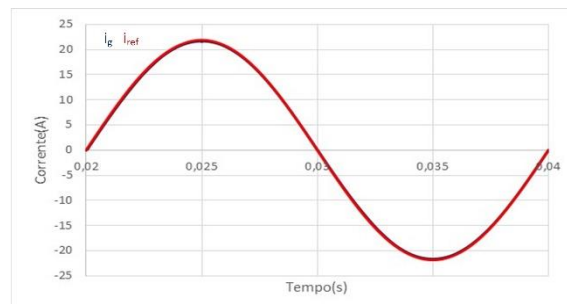
Figura 3.4-Tensão da rede elétrica com THD_v é de 15,4%, e PLL gerada.

3.2.3 Controlo de Corrente

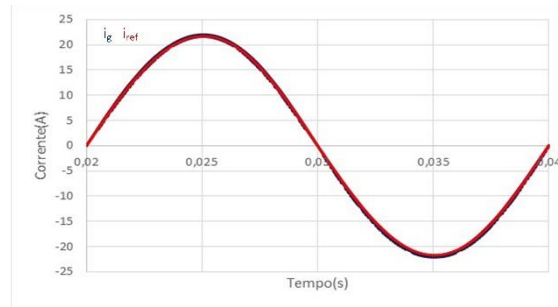
Para o controlo de corrente foram simuladas as técnicas controlo de corrente PS, PI e controlo preditivo. Na figura seguinte está representado os resultados obtidos na simulação utilizando cada uma das técnicas anteriormente referidas.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.5-Corrente na rede elétrica utilizando o controle: (a) PS; (b) PI; (c) Preditivo.

Na tabela 3.1, está descrito a $THD_{\%}$ da corrente na rede elétrica para cada uma das técnicas simuladas.

Tabela 3.1- $THD_{\%}$ da corrente elétrica para diferentes técnicas de controle.

Técnica de controle de corrente	$THD_{\%}$
PS	3,79%
PI	2.71%
Preditivo	0,89%

Analisando os resultados de cada técnica, observa-se que o controle preditivo tem melhores resultados comparativamente ao controle de corrente PS e ao controle PI. Além de apresentar um $THD_{\%}$ menor, o controle preditivo apresenta também uma melhor resposta dinâmica, não sendo necessário ajustar ganhos como é verificado no controle PI. Por estas razões foi escolhido o controle preditivo como técnica de controle de corrente a aplicar ao conversor.

3.2.4 Regulação da Tensão Barramento CC

Antes do controle da corrente, é necessário o controle da tensão do barramento CC que irá determinar a corrente de referência. A tensão do barramento CC deve ser superior ao pico de tensão na rede que é de 325 V, sendo por estabelecido um valor de 400 V para a tensão do barramento CC. Além disso, a tensão do barramento CC deve ser estável, ou seja, deve ter um *ripple* reduzido. A tensão do barramento CC apresenta um *ripple* com frequência de 100 Hz devido a trocas de energia entre a rede elétrica e o conversor. Isto faz com que seja utilizado o valor médio da tensão média do barramento CC no sistema de controle. O *ripple* deve ser cerca de 1% para não afetar o sistema de controle, pois este necessita de ler o valor da tensão do barramento. O sistema de controle precisa que o valor médio da tensão se mantenha constante.

Para o carregamento dos condensadores, numa fase inicial é utilizado os díodos em antiparalelo dos semicondutores, funcionando o conversor como uma ponte retificadora. É utilizado uma resistência de pré-carga, com o objetivo de limitar os picos de corrente iniciais provocados por elevados dv/dt em cargas capacitivas. Esta resistência é depois curto-circuitada através de um relé, quando a tensão no condensador é próxima da tensão de pico da rede. A resistência é curto-circuitada quando V_{CC1} atinge 300 V. Nesse momento, é iniciado o controlo dos semicondutores, estabelecendo a corrente de referência que permite manter a tensão no valor pretendido. Na figura seguinte está representado o carregamento e regulação da tensão V_{CC1} .

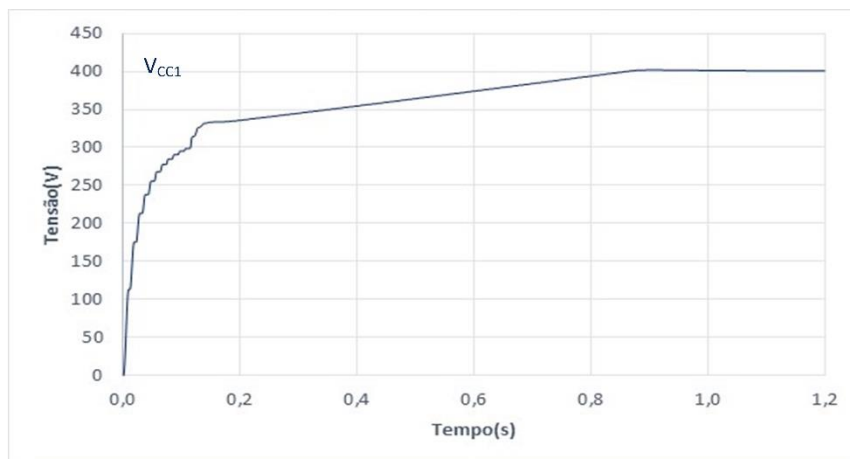


Figura 3.6- Carregamento e regulação da tensão do barramento CC.

Com recurso a figura 3.6, é observado quando a resistência de pré-carga é curto-circuitada, e a tensão V_{CC1} carrega até a tensão da rede, e depois entra o sistema de controlo para regular a tensão para os 400 V. Na figura 3.7 está representado a corrente na rede elétrica durante o processo de carregamento do barramento CC.

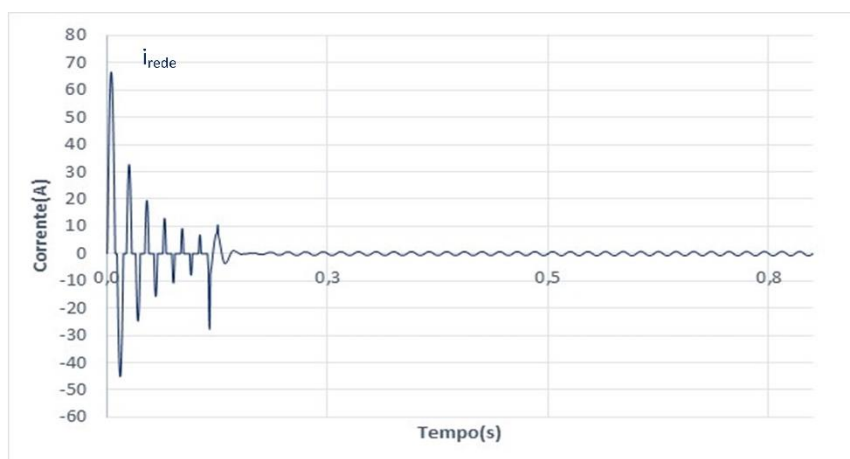


Figura 3.7-Corrente na rede elétrica durante o processo de carregamento do barramento CC.

É possível observar na figura 3.7, que primeiramente a corrente na rede elétrica apresenta um pico, pois o condensador do barramento CC está totalmente descarregado. A corrente elétrica é limitada inicialmente pela resistência de pré-carga. Quando a resistência de pré-carga é curto-circuitada, é verificado a existência de um pico de corrente. Quando o controlo entra em funcionamento verifica-se que a corrente da rede elétrica torna-se sinusoidal, comprovando o funcionamento do controlo utilizado.

3.2.5 Teoria de Potência

Para efetuar o cálculo da corrente de referência, é utilizada a teoria FBD, descrita na secção 2.7. Esta técnica é simples de implementar em sistemas monofásicos.

Inicialmente, recorrendo ao controlo PI é calculado a potência para regular a tensão do barramento CC do conversor (P_{reg}). Para o cálculo da corrente de referência usando a teoria FBD, em vez da tensão da rede elétrica é utilizada o sinal gerado pela PLL (v_{pll}), para assim garantir que a corrente de referência não possui conteúdo harmónico quando a tensão da rede apresenta conteúdo harmónico. A equação (4.1) descreve como é efetuado o cálculo da corrente de referência, em que V_{pll} é o valor eficaz do sinal de PLL.

$$i_g = \frac{P}{V_{pll}^2} v_{pll} \quad (3.1)$$

A potência (P) é a soma da P_{reg} e da potência ativa que é necessário para as cargas.

Para a validação da teoria de potência, foi utilizada uma ponte retificadora a díodos com filtro capacitivo, sendo uma carga não linear. Na figura 3.8 está representado a forma de onda da tensão da rede e da corrente na rede elétrica quando alimenta esta carga. O $THD_{\%}$ da corrente na rede elétrica é de 133%.

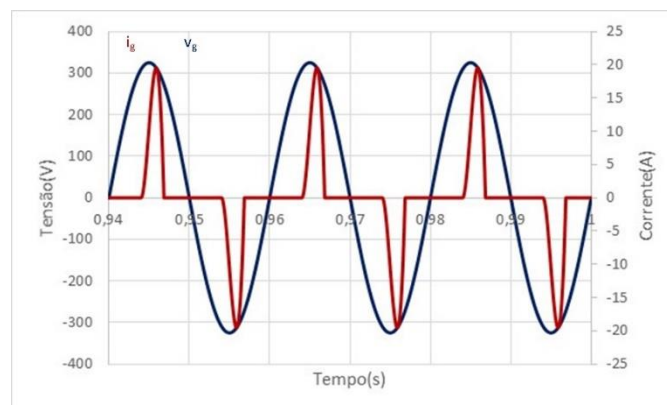


Figura 3.8-Tensão e corrente na rede elétrica.

Na figura 3.9 está representada a corrente de referência para corrigir os problemas de qualidade de energia elétrica e para regular a tensão no barramento CC, calculada com recurso à teoria de potência FBD. A corrente na rede elétrica encontra-se em fase com a tensão e com um THD_{ref} de 1,62%. Na figura 3.10 está representado a tensão e corrente na rede elétrica, comprovando que a corrente está em fase com a tensão e com reduzida distorção harmónica.

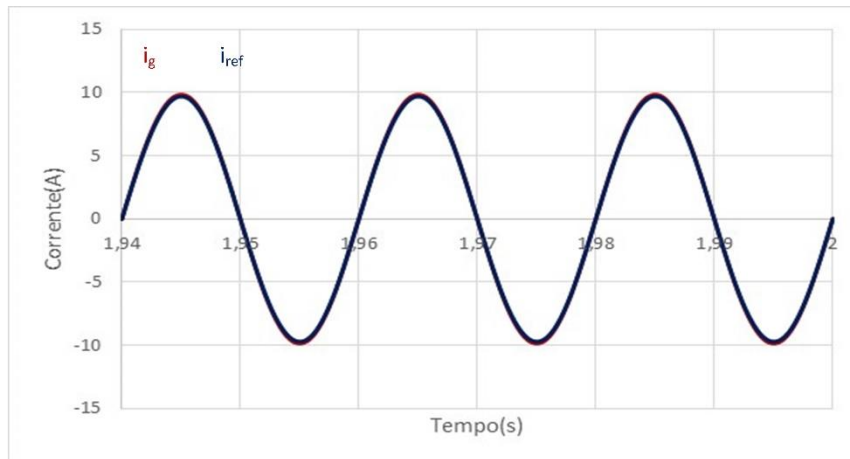


Figura 3.9-Corrente na rede elétrica e corrente de referência.

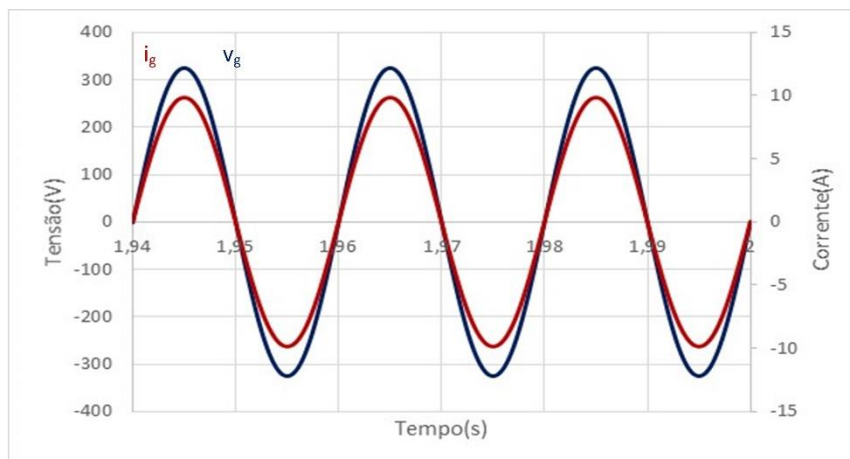


Figura 3.10-Tensão e corrente na rede elétrica utilizando a teoria FBD.

3.2.6 Resultados da Simulação do Conversor CA-CC

Nesta secção é analisado a performance do conversor CA-CC, para verificar o correto funcionamento do sistema de controlo, para testar o comportamento quando ocorre uma alteração das cargas no sistema e analisar a respetiva resposta transitória do sistema. Inicialmente é ligada uma carga com $R=88,89 \, \Omega$. Na figura 3.11 está representado a tensão e corrente na rede elétrica sem o controlo ligado e na figura 3.12 encontra-se a tensão e corrente na rede elétrica com o controlo ativado. Sem

o controlo a corrente apresenta um THD_{ref} de 122%, apresentando um THD_{ref} de 1,46% quando o controlo está ativado.

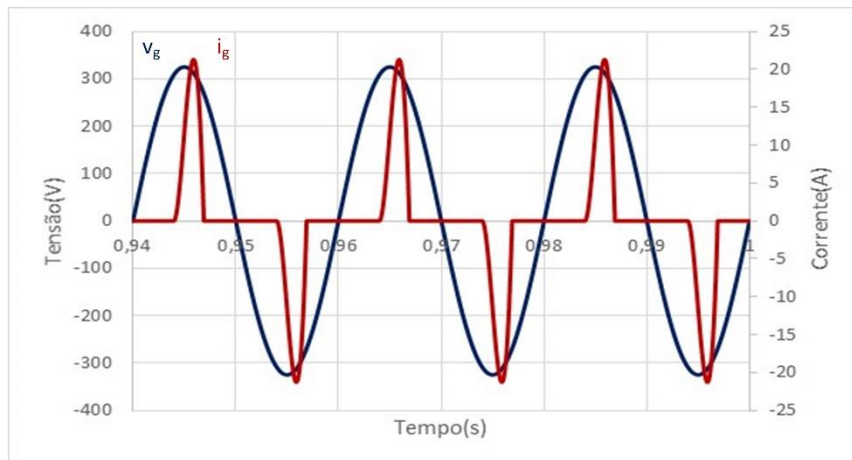


Figura 3.11-Tensão e corrente na rede elétrica com o controlo desativado.

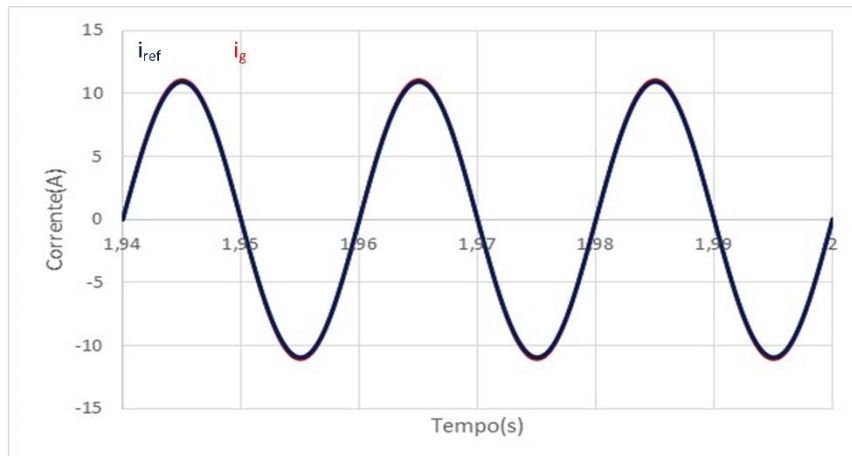


Figura 3.12-Corrente de referência e corrente na rede elétrica com o controlo ativado.

Na figura 3.13 está representado a tensão e a corrente na rede elétrica, verificando que estão em fase.

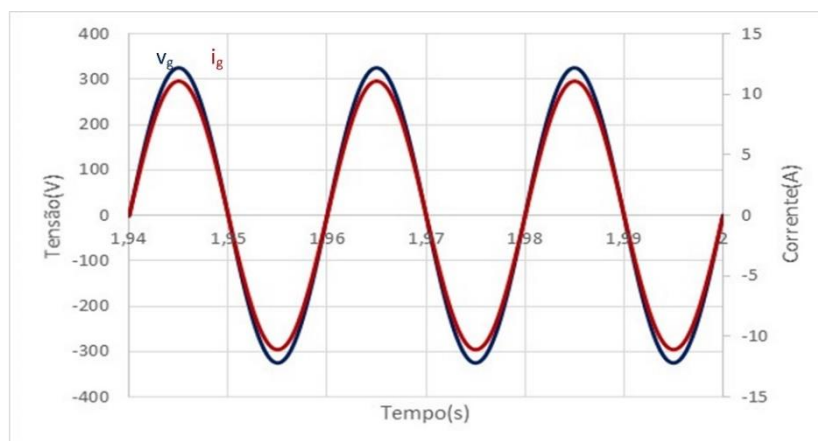


Figura 3.13-Tensão e corrente na rede elétrica com o controlo ativado.

De seguida foi introduzida distorção harmónica na rede eléctrica, ficando a tensão com um $\text{THD}_{\%}$ de 4,82%. Foi utilizada a mesma carga utilizada anteriormente, verificando -se que o valor da $\text{THD}_{\%}$ da corrente aumenta para os 1,51%. Na figura 3.14 está representada a tensão e corrente na rede eléctrica.

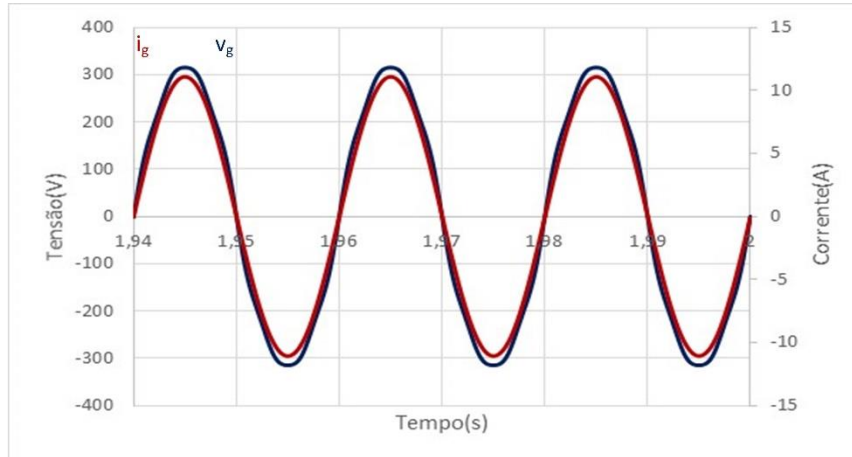


Figura 3.14- Tensão e corrente na rede eléctrica quando há distorção na tensão.

Por fim, foi testado o comportamento dinâmico do conversor. Para efetuar este teste, inicialmente foi ligado a carga usada anteriormente sendo ligada outra carga igual no instante 3 s. Na figura 3.14 está representado a corrente na rede eléctrica e a corrente de referência. Com recurso à figura 3.15, é possível observar o instante em que a segunda carga é ligada, verifica-se que a corrente na rede aumenta durante um pequeno intervalo de tempo, que é o tempo necessário para o controlo se ajustar para o valor da corrente necessária para alimentar as duas cargas. O valor do $\text{THD}_{\%}$ diminui, tendo o valor de 0,86%.

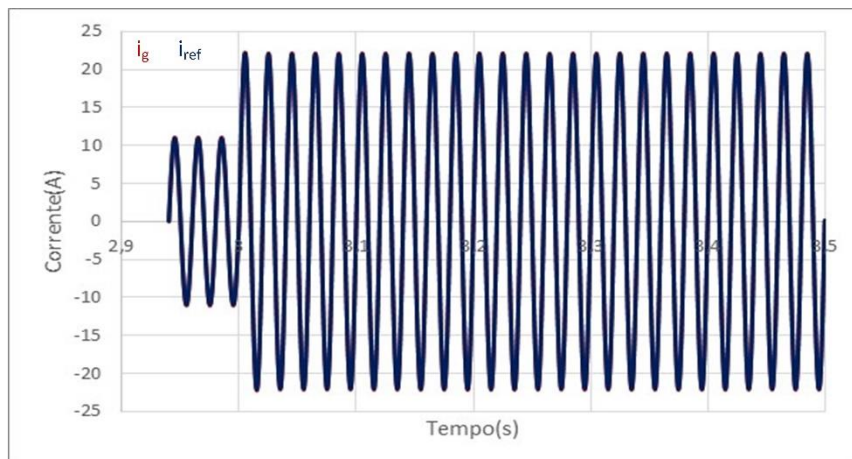


Figura 3.15-Corrente na rede eléctrica quando ocorre uma a ligação de uma nova carga.

Na figura 3.16, é possível observar o comportamento da tensão no barramento CC durante a ligação de uma nova carga. No instante que a nova carga é ligada o valor da tensão *ripple*, passa a ser de cerca de 4 V, em vez dos 1 V.

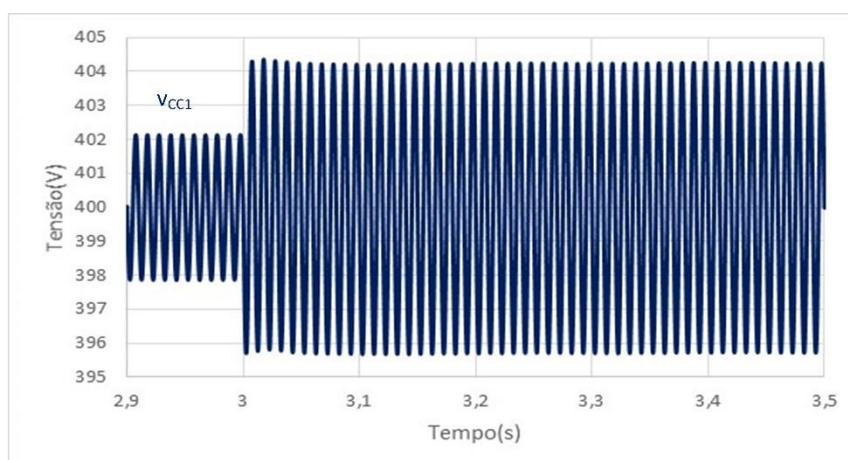


Figura 3.16-Tensão no barramento CC quando ocorre uma a ligação de uma nova carga.

3.3 Simulação do Conversor *Dual Active Bridge*

Para o conversor CC-CC bidirecional isolado, foi implementado a topologia DAB. O lado primário do DAB está conectado ao barramento CC do conversor CA-CC full-bridge e o lado secundário está conectado ao barramento CC do conversor CC-CA bidirecional. O controlo aplicado ao DAB, tem o objetivo o controlo da tensão no barramento CC do lado secundário do transformador. Para o controlo da tensão abordados a modulação PWM e técnica SPS.

3.3.1 Modelo PSIM do Conversor CC-CC *Dual Active Bridge*

Na figura 3.17 está representado o modelo PSIM do conversor CC-CC utilizado. A topologia escolhida é o DAB, que foi descrito anteriormente. Na figura 3.16 é possível observar o sistema de potência, constituído por as duas *full-bridges*, tal como o transformador de alta frequência que separa os dois conversores. O sistema de controlo está representado por o bloco C, onde é efetuado a leitura do sensor de tensão e feito o cálculo do ângulo de desfasamento entre os PWMs aplicados os semicondutores das duas pontes. Também se encontra representado relativamente ao sistema de controlo, o circuito utilizado em PSIM para gerar um desfasamento entre os sinais de PWMs aplicados aos semicondutores das duas pontes, para aplicar a técnica SPS. Para este efeito, recorreu-se a um bloco chamado *alpha controller*. A frequência de amostragem é de 100k Hz, tal como a frequência de comutação.

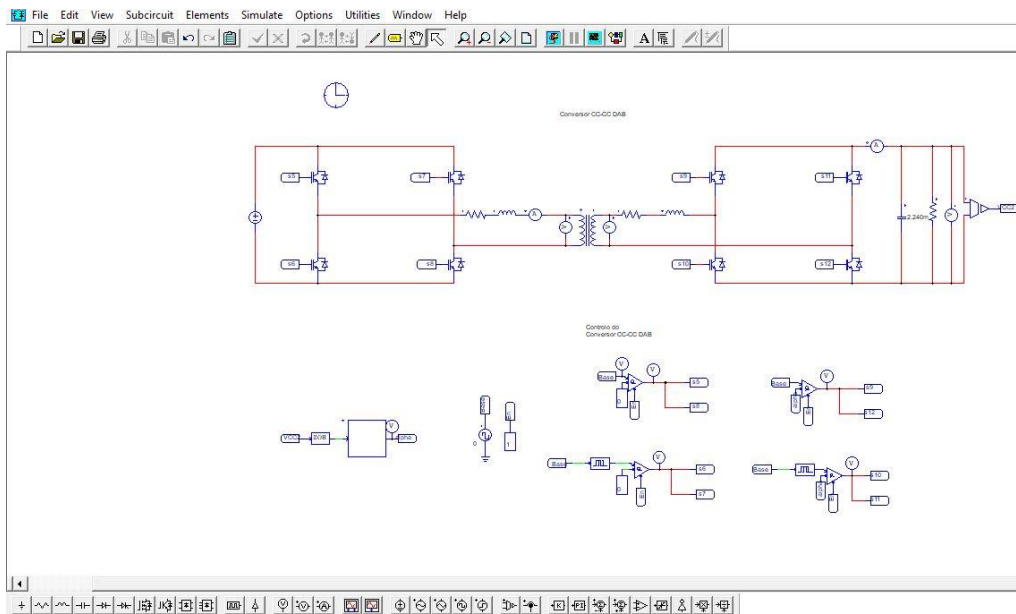


Figura 3.17–Modelo em PSIM do conversor CC-CC *Dual Active Bridge*.

3.3.2 Modulação por PWM

Primeiramente, foi simulado a técnica de modulação por PWM para controlo do DAB. Como já referido na subsecção 2.9.1 esta técnica tem uma fácil implementação. Nesta técnica é controlado o *duty-cycle* da ponte que está do lado de onde se pretende transferir energia, sendo que a outra funciona como uma ponte retificadora a diodos. Recorreu-se ao controlo PI para o cálculo do valor do *duty-cycle* a aplicar nos semicondutores. Para efetuar o teste, foi utilizado uma carga R com valor de 160 Ω . Na figura 3.17 está representado a tensão na saída do DAB (V_{CC2})

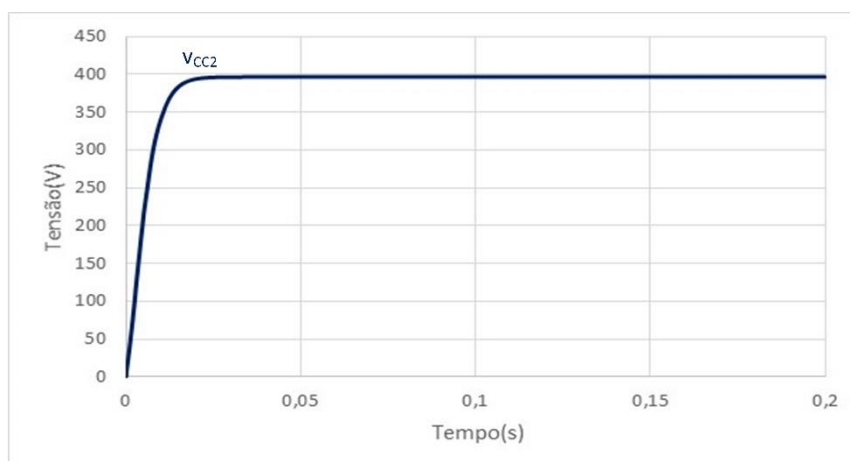


Figura 3.18-Tensão na saída do DAB.

Como é possível observar na figura 3.18, a tensão de saída é regulada, para os 400, tendo um *ripple* reduzido. Na figura seguinte está representada como varia o valor do *duty-cycle* dado pelo controlo PI.

No início o valor do *duty-cycle* tem um valor elevado pois os condensadores do barramento CC estão descarregados, sendo que o valor é ajustado tendo um valor de cerca de 50%.

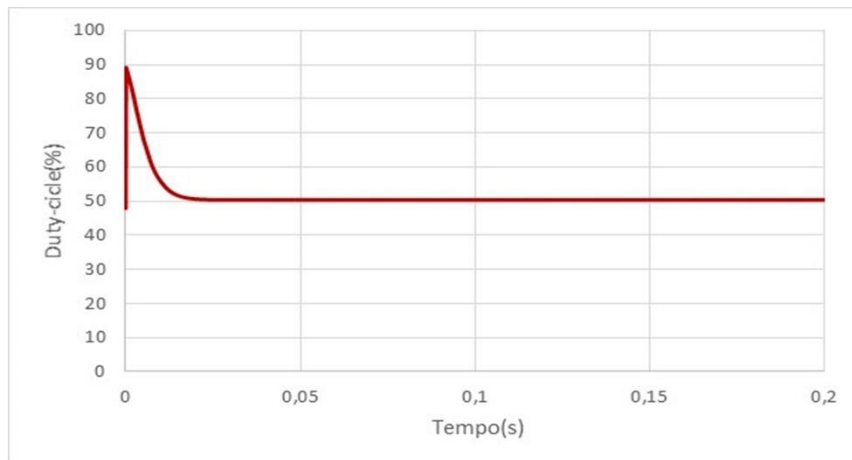


Figura 3.19-Variação do valor do *duty-cycle*.

Na figura 3.20 está representado as tensões no enrolamento primário (V_{pri}) e secundário (V_{sec}) do transformador de alta frequência. Tais como referido anteriormente as tensões são ondas quadradas com frequência de 100 kHz.

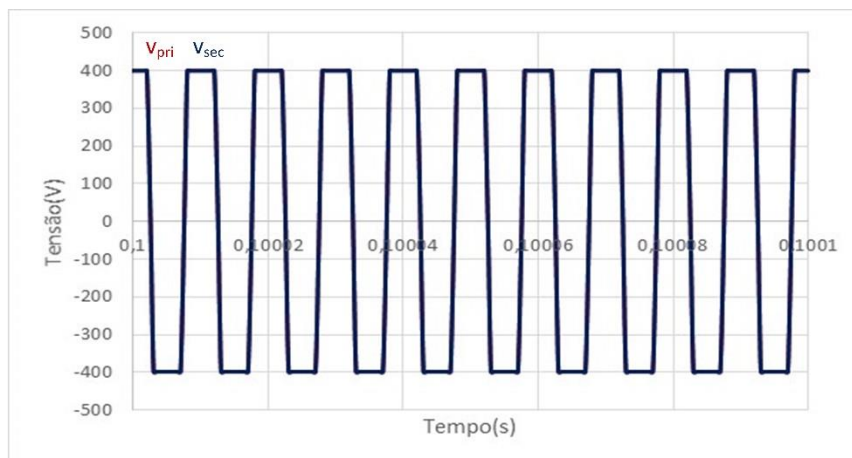


Figura 3.20-Tensões nos terminais do transformador.

3.3.3 Técnica SPS

Posteriormente, foi testada a técnica SPS. Como já referido, esta técnica consiste em controlar o ângulo de defasamento entre os PWMs das duas pontes do DAB. Tal como a modulação PWM, é aplicado um controlo PI, sendo que a saída do controlo PI é o ângulo de defasamento a aplicar para regular a tensão para um valor de referência, que para esta simulação é de 400 V. Na figura 3.21 está representado o diagrama de blocos do controlo PI para calcular o ângulo de defasamento(α).

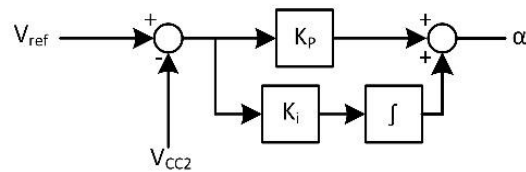
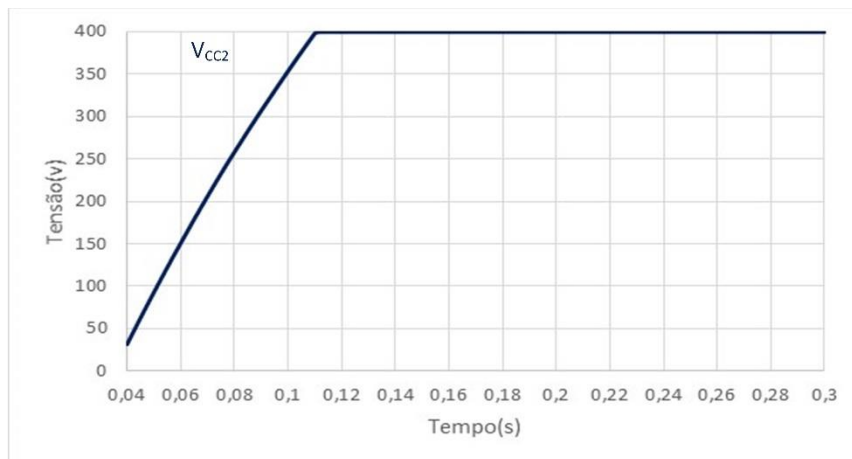
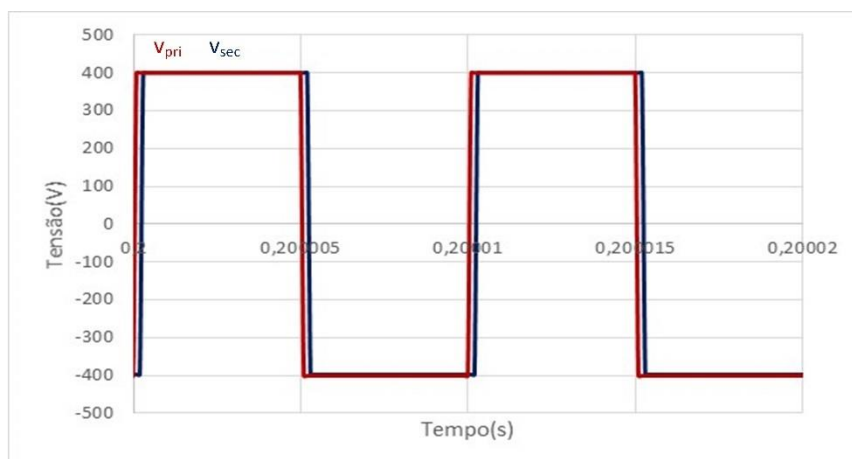


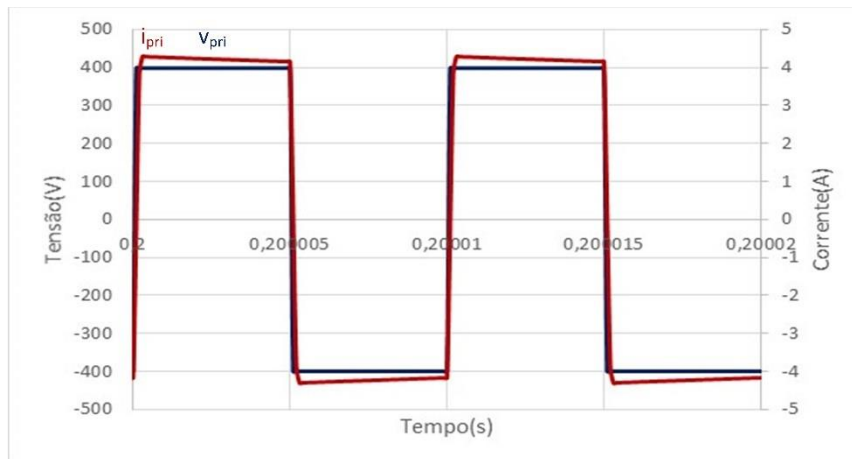
Figura 3.21-Diagrama de blocos do controle PI para cálculo do ângulo de defasamento.

Para testar o funcionamento foi utilizada uma carga em $R=100\ \Omega$. Na figura seguinte está representado a tensão de saída do DAB, tal como a tensão de saída no enrolamento primário e no secundário do transformador de alta frequência. Também se encontra representado a corrente no enrolamento primário. Para este teste a potência é transferida da ponte 1 para a ponte 2 do DAB, sendo por isso o valor do ângulo positivo e por isso a tensão no secundário está atrasada em relação à tensão no primário.



(a)





(c)

Figura 3.22- Simulação da técnica SPS: (a) Tensão de saída do conversor; (b) Tensões no enrolamento primário e secundário do transformador; (c) Tensão e corrente no enrolamento primário do transformador.

Como observado na figura 3.22, a tensão de saída é regulada para os 400V. Na figura seguinte está representado a variação do ângulo (α). Para esta carga, o valor de α é cerca de 7,6 graus. Pelo controlo, o valor de α está limitado para um máximo de 30 graus.

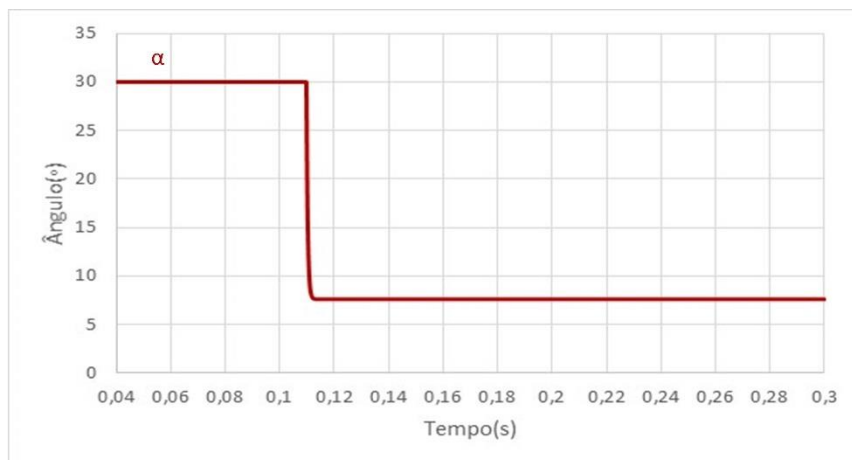
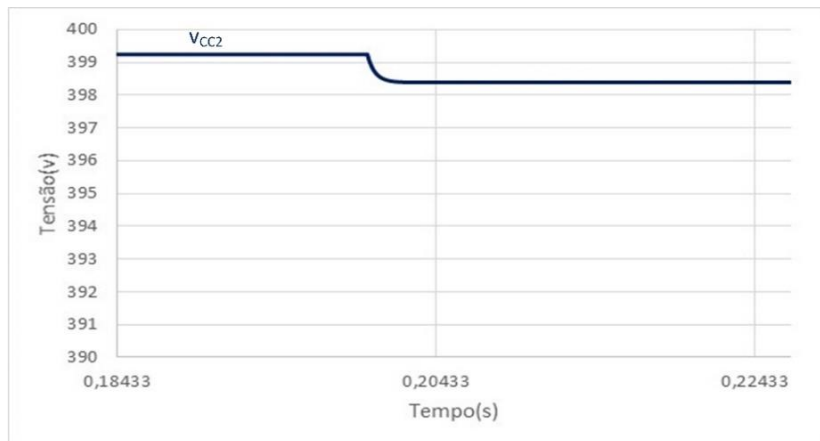


Figura 3.23-Ângulo de defasamento entre pontes do DAB.

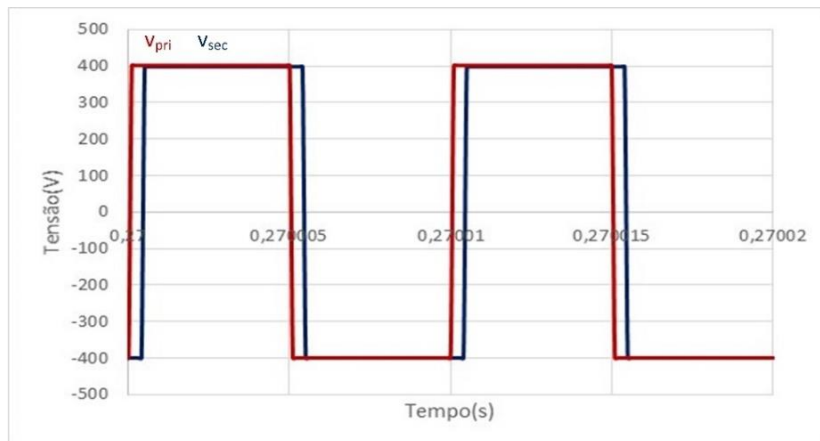
3.3.4 Resultados da Simulação do Conversor Dual Active Bridge

Nesta secção é analisada a resposta dinâmica do conversor, para compreender a resposta do controlo para quando ocorre ligação de novas cargas. A técnica de controlo utilizada é a técnica SPS. Para analisar a resposta dinâmica é inicialmente ligada uma resistência com um valor de 100 Ω , tal como na secção anterior, sendo depois ligada ao instante 0.2 s uma nova resistência com o mesmo de valor da outra resistência. Na figura seguinte está representado a tensão de saída do DAB, tal como a tensão

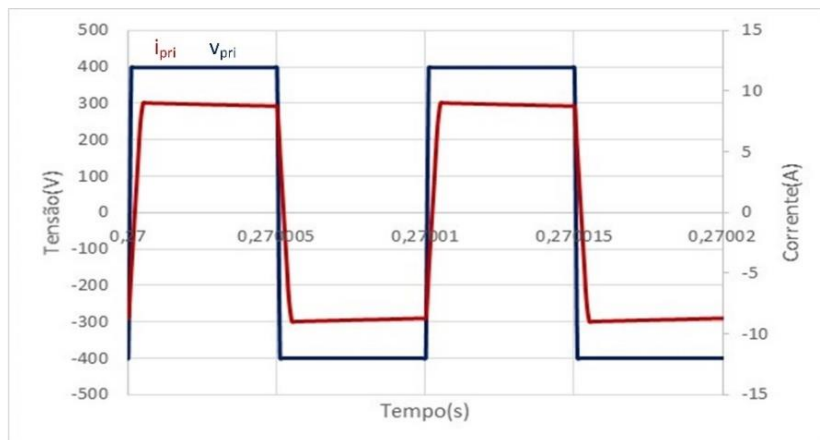
de saída no enrolamento primário e no secundário do transformador de alta frequência quando estão as duas cargas ligadas. Também está representado a tensão e corrente no enrolamento primário.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.24- Simulação da técnica SPS: (a) Tensão de saída do conversor; (b) Tensões no enrolamento primário e secundário do transformador; (c) Tensão e corrente no enrolamento primário do transformador.

Até aos 0.2 s os resultados são iguais aos obtidos na secção anterior. Quando ocorre a ligação da nova carga a tensão de saída sofre uma pequena redução. Quando as duas cargas estão ligadas simultaneamente, desfasamento entre as tensões dos dois enrolamentos do transformador aumenta, pois aumenta a potência transferida que é proporcional ao ângulo de desfasamento.

Na figura 3.25 encontra-se a variação do ângulo de desfasamento. Quando ocorre a ligação da segunda carga, o ângulo desfasamento passa dos 7.6 para os 16 graus.

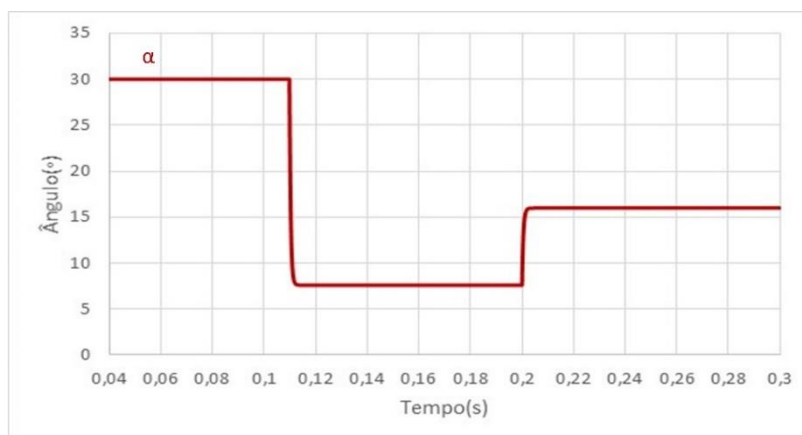


Figura 3.25-Ângulo de desfasamento entre pontes do DAB quando estão ligadas duas cargas.

3.4 Simulação do Conversor CC-CA *Full-Bridge*

Para o último estágio do SST, foi implementado a topologia *full-bridge* para o conversor CC-CA *full-bridge*. O barramento CC deste conversor está ligado ao lado secundário do DAB, sendo a tensão do barramento é superior a tensão de pico da tensão sinusoidal que se pretender para alimentar as cargas. Para este conversor é aplicado o controlo preditivo de tensão para o cálculo da tensão de referência, recorrendo-se a modulação SPWM unipolar para o controlo dos conversores.

3.4.1 Modelo PSIM do Conversor CC-CA *Full-Bridge*

Na figura 3.26 está representado o modelo PSIM do conversor CC-CA *full-bridge* que será implementado. Nesta figura encontra-se o andar de potência e o sistema de controlo do conversor. Relativamente ao andar de potência é possível observar os semicondutores, o barramento CC, o filtro LC, o sensor de tensão e o sensor de corrente necessários para o controlo. Para o barramento CC utilizou-se uma fonte de 400 V para simular o funcionamento do conversor. Também são visíveis uma carga linear e uma carga não linear para validação do controlo do conversor. Além do andar de potência está também representado o sistema de controlo. A parte relativa ao controlo é constituída por um bloco C, que é responsável pela leitura dos dois sensores, e pela aplicação do controlo preditivo

de tensão. Também está representado a modulação unipolar, utilizada para comutar os semicondutores. Foi definida uma frequência de amostragem e de comutação de 100 kHz, sendo igual os conversores anteriormente referidos neste capítulo.

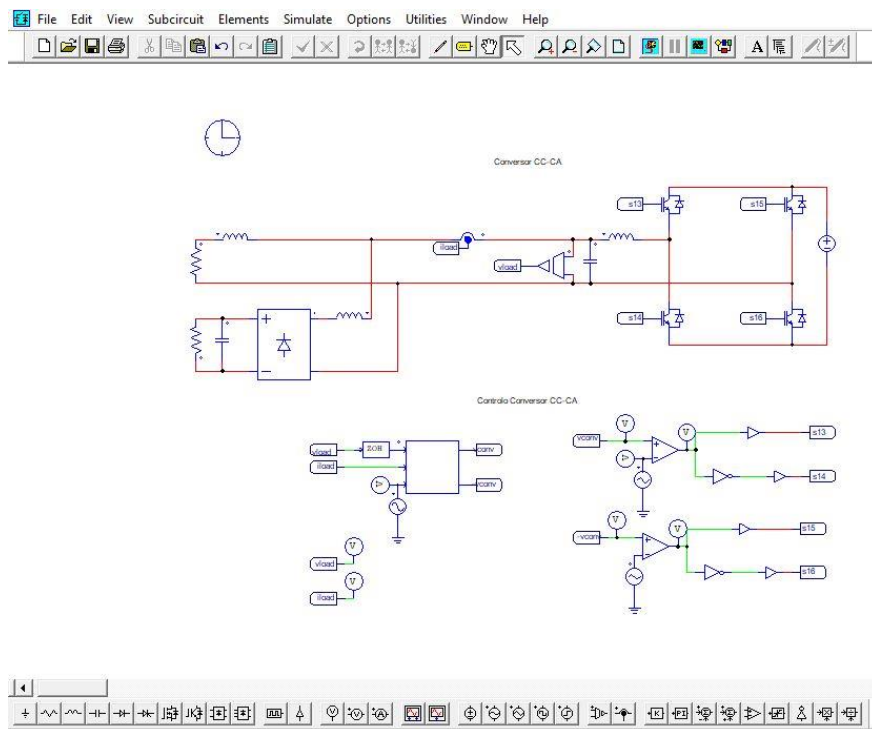
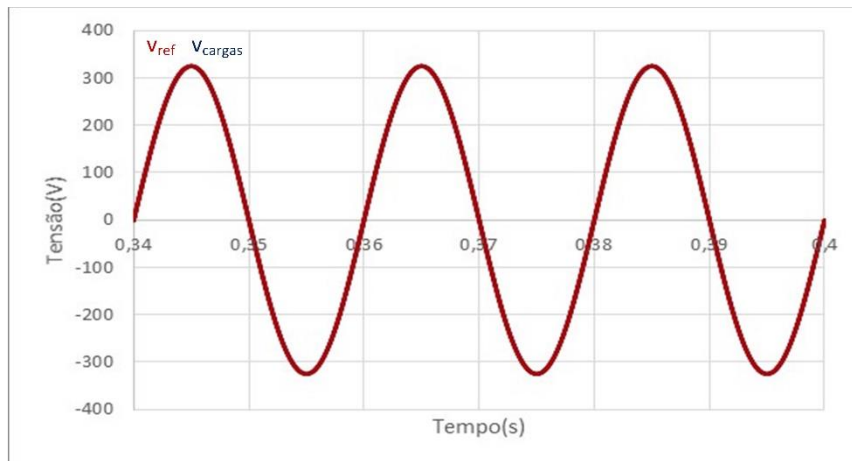


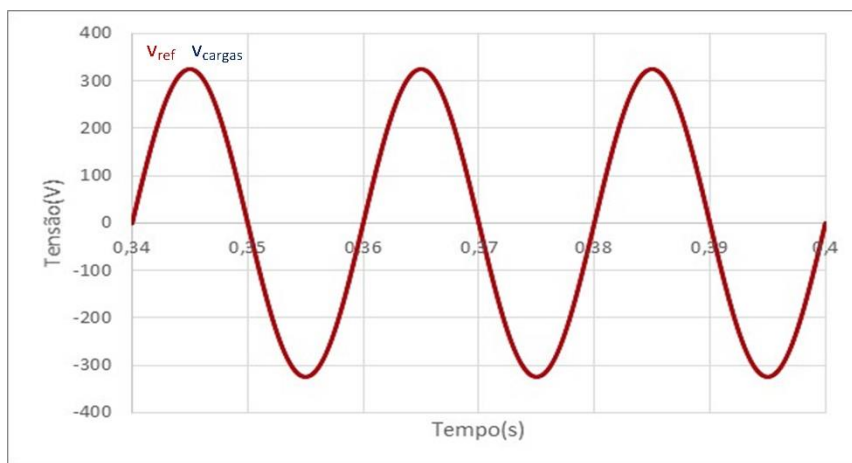
Figura 3.26-Modelo em PSIM do conversor CC-CA *full-bridge*.

3.4.2 Controlo Preditivo de Tensão

Para o controlo da tensão no conversor CC-CA *full-bridge*, foi aplicada o controlo preditivo de tensão. Este controlo foi descrito na subsecção 2.10.2. Para conhecer as diferenças entre a modulação SPWM unipolar e bipolar, foi aplicado ambas as técnicas em conjunto com o controlo preditivo de tensão. Na figura 3.27 está representado as tensões na saída obtidas recorrendo a modulação unipolar e bipolar. Recorrendo à modulação bipolar é obtido um $\text{THD}_{\%}$ de 0.15%, sendo obtido um $\text{THD}_{\%}$ de 0.10% com a modulação unipolar. Para este teste foi utilizado uma carga resistiva com o valor de 100 Ω .



(a)



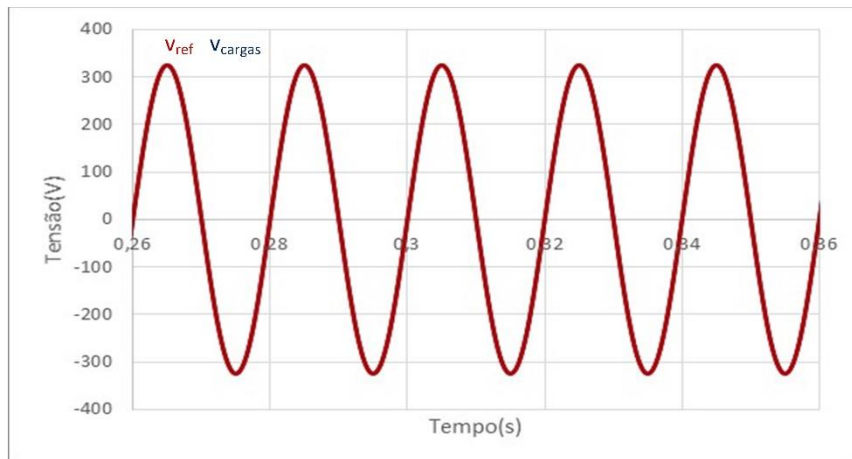
(b)

Figura 3.27- Tensão de saída e Tensão de referência do conversor CC-CA: (a) Modulação bipolar; (b) Modulação unipolar.

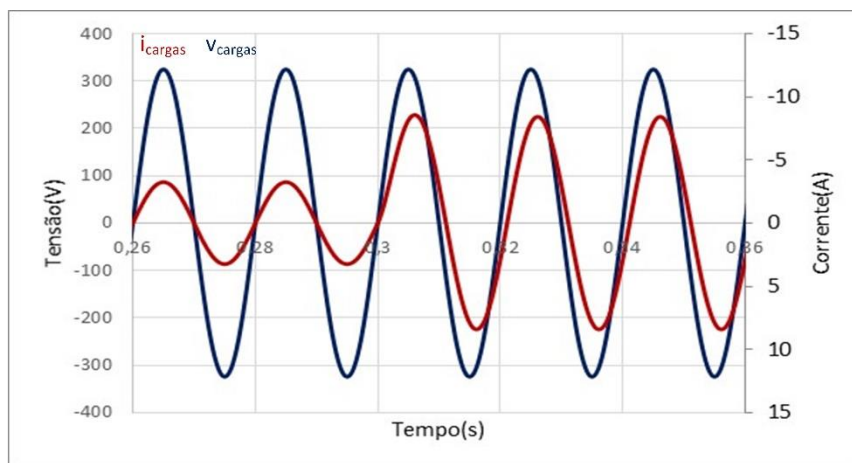
3.4.3 Resultados da Simulação

Nesta secção é abordado o comportamento do conversor quando alimenta, cargas lineares e também cargas não lineares, testando também a resposta dinâmica do conversor. Para testar a resposta dinâmica do conversor foi efetuado a ligação de novas cargas e analisar assim o comportamento do conversor e comprovar o funcionamento do sistema de controlo.

Inicialmente foi ligado uma carga linear com $R=100\ \Omega$, sendo ligado posteriormente outra carga linear, sendo formado por $R=50\ \Omega$ e $L=100\ \text{mH}$. Na figura 3.28 está representado a tensão de saída (v_{cargas}) e de referência (v_{ref}) e também a corrente nas cargas (i_{cargas}). A segunda carga foi ligada no instante 0.3s



(a)

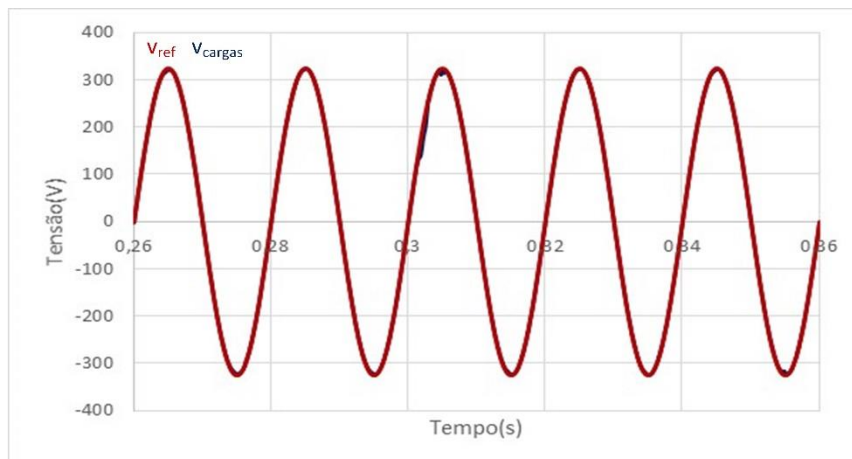


(b)

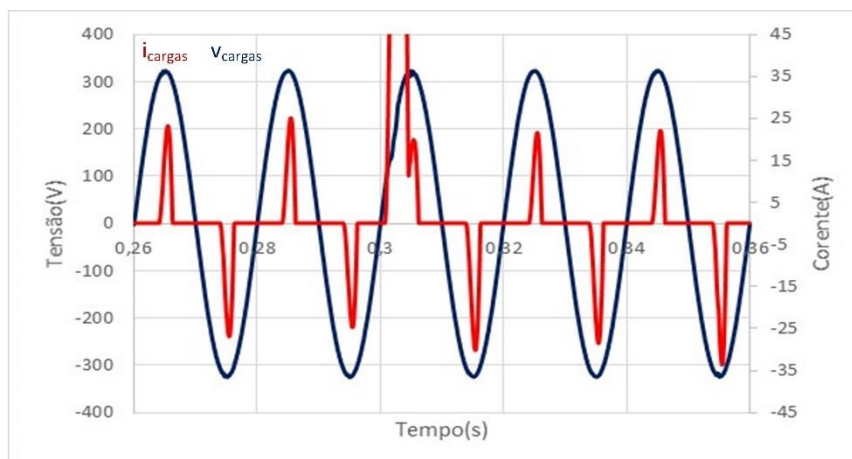
Figura 3.28- Formas de onda quando são ligados cargas lineares: (a) Tensão nas cargas e tensão de referência ; (b) Tensão e corrente nas cargas.

Analisando a tensão de saída, observa-se que a tensão não sofre alteração quando é ligada a segunda carga, seguindo sempre a tensão de referência. O THD_{ref} tem sempre o mesmo valor, tendo um valor de 0.11%. Como são cargas lineares a corrente tem a mesma forma de onda da tensão.

De seguida, foi testado o funcionamento quando estão ligadas cargas não lineares. A carga não linear utilizado é uma ponte retificadora a diodos que alimenta uma carga resistiva com um filtro capacitivo, que é um tipo de carga cada vez mais utilizada. Para esta simulação $R=100\ \Omega$ e $C=1\text{mF}$. Inicialmente é ligada uma carga sendo depois ligado uma segunda carga não linear onde $R=200\ \Omega$ e $C=1\text{mF}$ no instante 0.3 s. Na figura 3.29 está representado a tensão de saída (v_{cargas}) e de referência (v_{ref}) e também a corrente nas cargas (i_{cargas}).



(a)

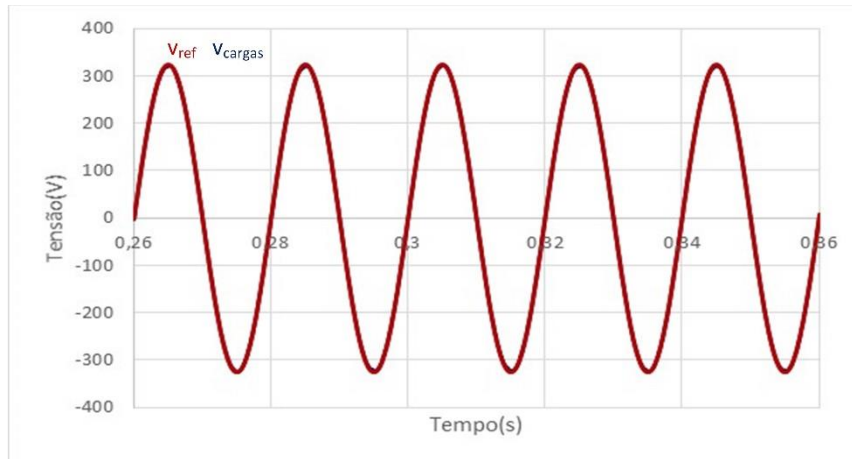


(b)

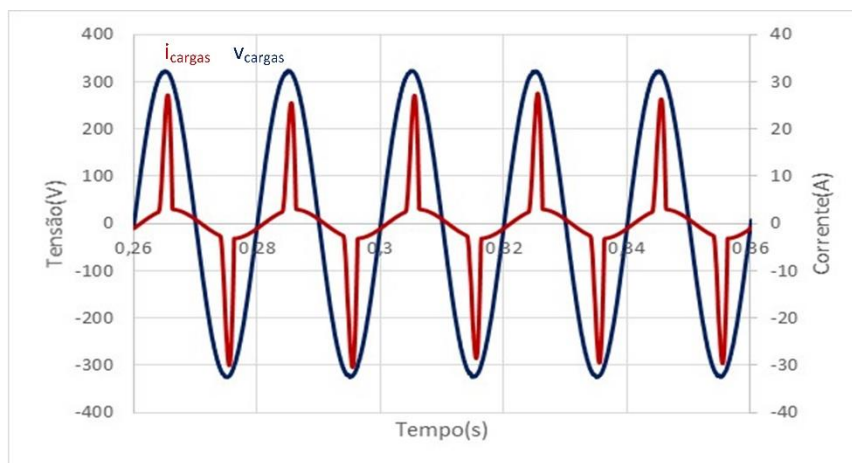
Figura 3.29- Formas de onda quando são ligados cargas não lineares: (a) Tensão nas cargas e tensão de referência ; (b) Tensão e corrente nas cargas.

Com uma carga não linear o valor do THD_{ref} da tensão é 0.32% tendo o mesmo valor quando estão ligadas as duas cargas. É possível observar o momento, quando é ligada a segunda carga, ocorre um pico de corrente, devido ao carregamento do condensador do filtro capacitivo da segunda carga.

Por fim, foi simulado o comportamento do circuito quando foi ligado em simultâneo uma carga linear e uma carga não linear. A carga linear é constituída por $R=100$ e um $L=100$ mH, e a carga não linear é igual à carga não linear usada anteriormente. Na figura 3.30 está representado a tensão de saída (v_{cargas}) e de referência (v_{ref}) e também a corrente nas cargas (i_{cargas}).



(a)



(b)

Figura 3.30- Formas de onda quando são ligados cargas lineares e não lineares : (a) Tensão nas cargas e tensão de referência ; (b) Tensão e corrente nas cargas.

Como é possível observar na figura 3.30 (a) a tensão na carga segue a tensão na referência tendo um $THD_{\%}$ de 0,38%, comprovando mais uma vez o funcionamento do sistema do controle do conversor CC-CA *full-bridge* bidirecional.

3.5 Simulação do Sistema Integrado de Potência

Depois de simular os conversores de forma individual, procedeu-se a integração de todos os conversores para efetuar a simulação do SST, e retirar e analisar os resultados experimentais para validar o seu funcionamento.

3.5.1 Modelo PSIM do SST

Na figura 3.31 encontra-se representado o modelo PSIM do SST. Nesta figura é possível observar os três conversores que constituem o SST, bem como o sistema de controlo de cada conversor que já foi descrito anteriormente. É visível todos os sensores necessários para o sistema de controlo. Também está representado um exemplo de uma carga, que neste caso é uma carga resistiva.

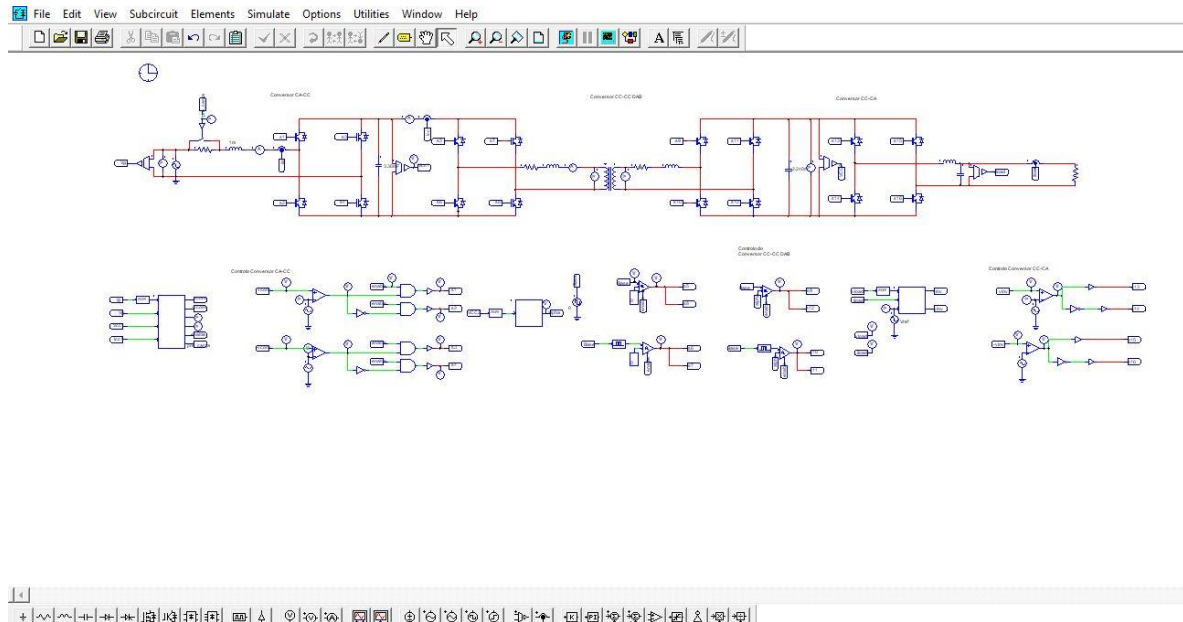
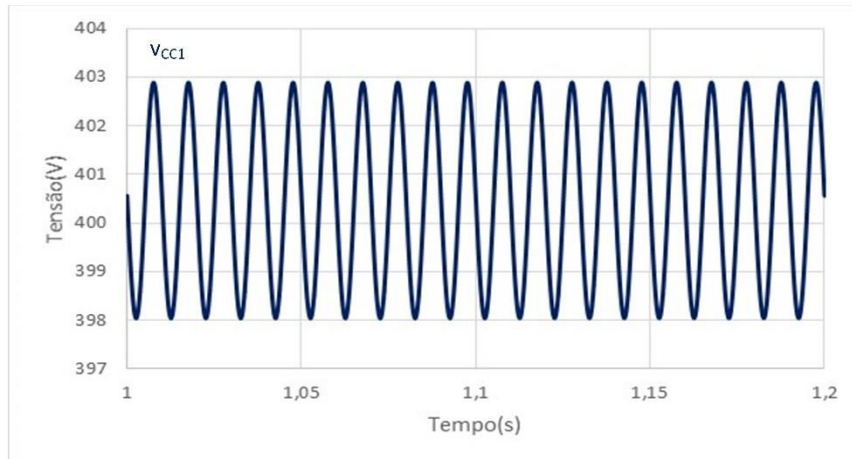


Figura 3.31. Modelo PSIM do SST.

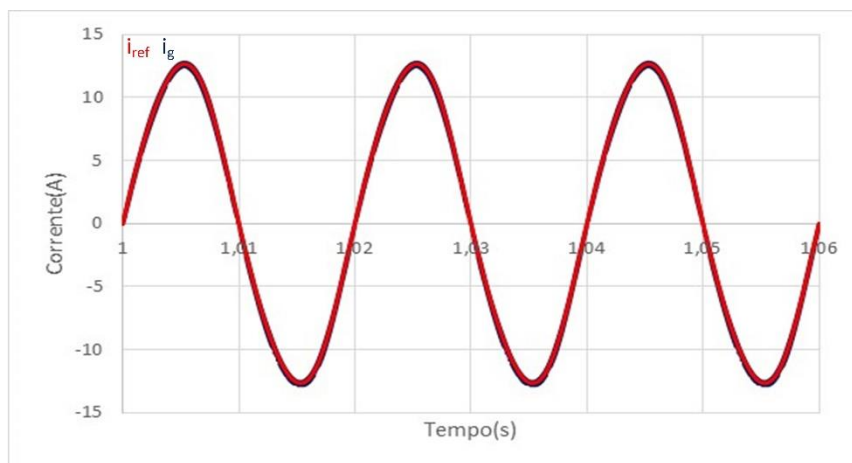
3.5.2 Resultados da Simulação

Depois de os conversores terem sido simulados individualmente, foram posteriormente integrados para simular o funcionamento do SST. Nesta secção será abordado os resultados de simulação do SST, analisando o funcionamento do sistema de controlo, verificando a resposta para diferentes tipos de cargas e também o regime transitório do sistema.

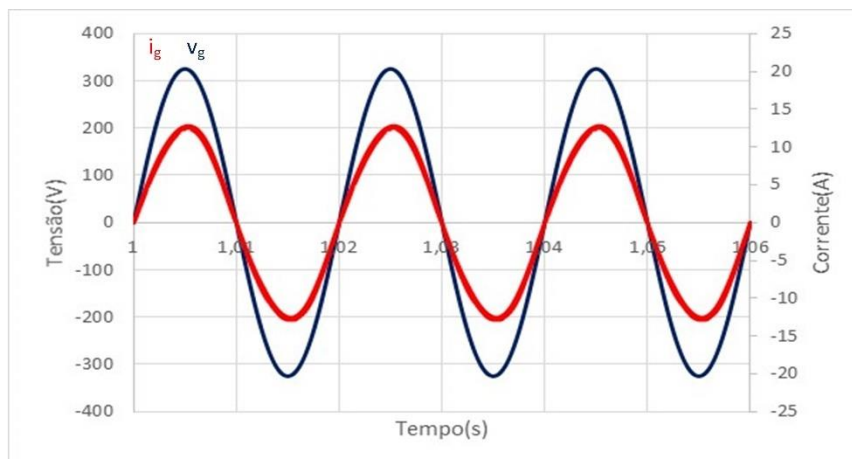
Inicialmente, foi testado o sistema com uma carga resistiva com o valor de $26 \, \Omega$. Na figura 3.32 é possível observar a tensão nos dois barramentos CC, bem como a corrente e tensão na rede elétrica e a tensão das cargas.



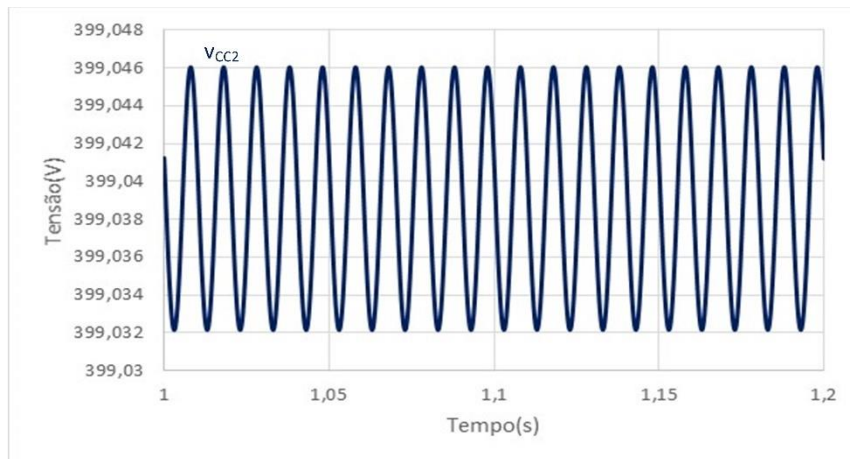
(a)



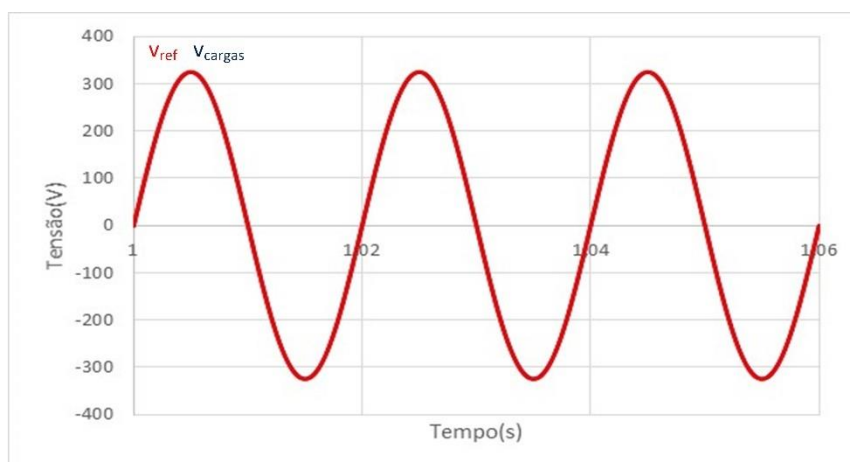
(b)



(c)



(d)

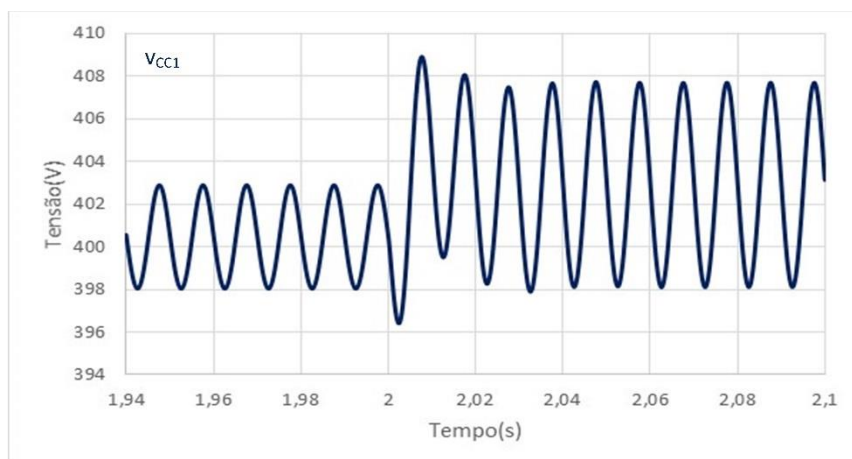


(e)

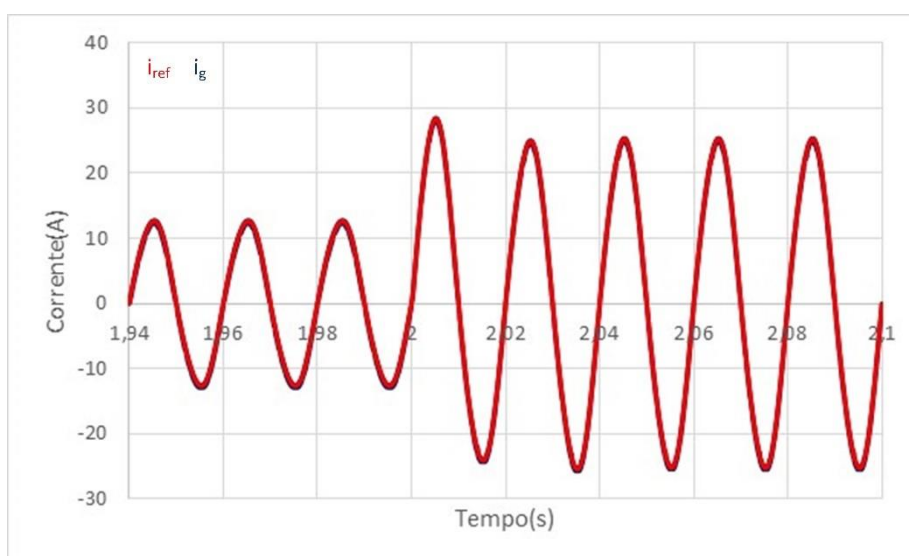
Figura 3.32-Funcionamento de SST com 1 carga : (a) Tensão barramento CC 1 ; (b) Corrente na rede e corrente de referência ; (c) Tensão e corrente na rede ; (d) Tensão barramento CC 2 ; (e) Tensão na carga e tensão de referência.

Analisando a figura 3.32 (a), é observado que a tensão V_{cc1} tem um valor médio de 400 V, tendo uma tensão de *ripple* reduzida. É possível constatar com recurso à figura 3.32 (b) e (c) que a corrente na rede segue a corrente de referência, estando em fase com a tensão na rede e tendo um $THD_{\%}$ de 2.71%. A tensão no segundo barramento CC (V_{cc2}) está representada na figura 3.32 (d), tem um valor médio de 399 V, estando o controlo a funcionar. Relativamente a figura 3.32 (e), é possível observar que a tensão na carga segue a tensão de referência, tendo reduzido conteúdo harmónico.

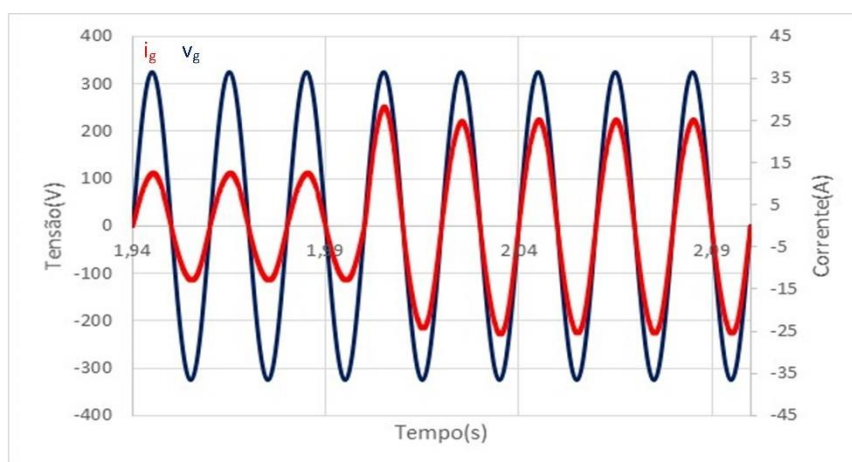
Para o teste seguinte, foi ligada inicialmente, a mesma carga resistiva de 26 Ω , sendo ligado ao instante 2 s uma nova carga resistiva de 26 Ω , com o objetivo de analisar a resposta transitória do SST. . Na figura 3.33 é possível observar a tensão nos dois barramentos CC, bem como a corrente e tensão na rede elétrica e a tensão das cargas.



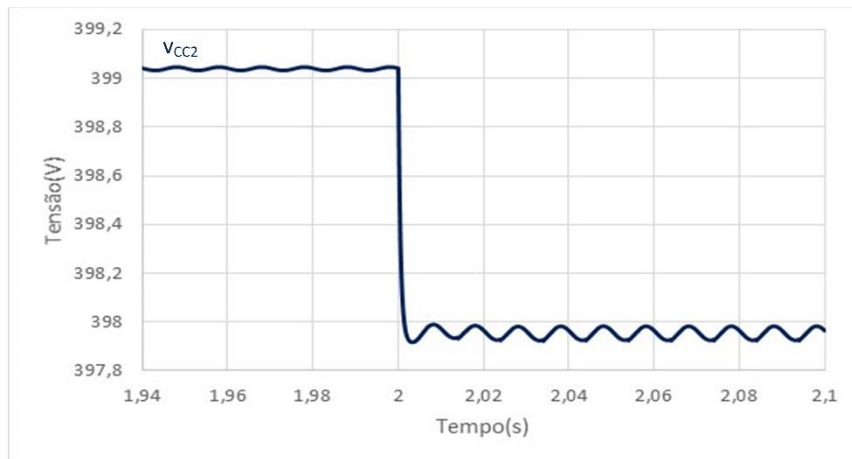
(a)



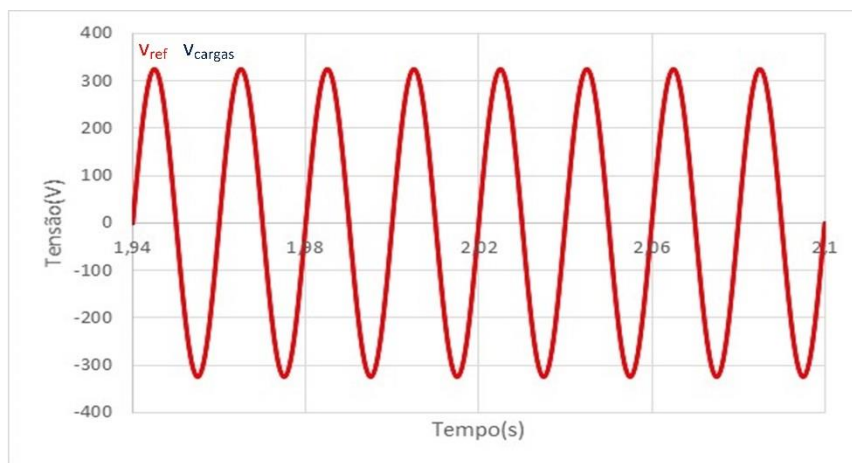
(b)



(c)



(d)



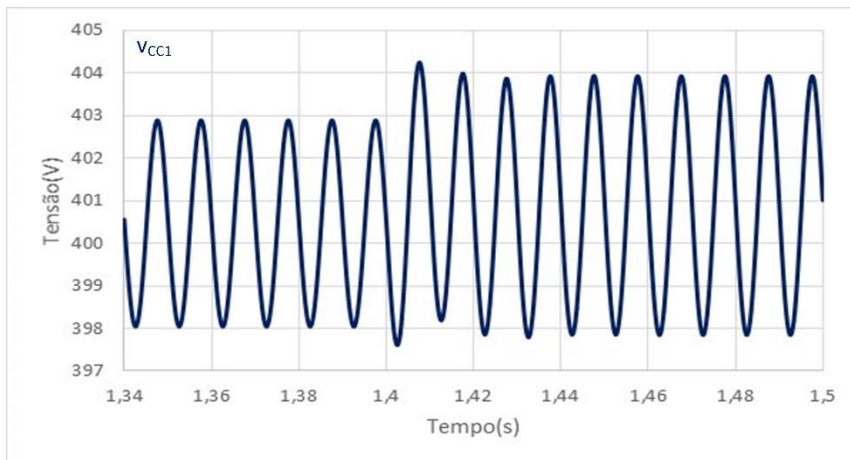
(e)

Figura 3.33- Funcionamento de SST com ligação de 2 cargas : (a) Tensão barramento CC 1 ; (b) Corrente na rede e corrente de referência ; (c) Tensão e corrente na rede ; (d) Tensão barramento CC 2 ; (e) Tensão nas cargas e tensão de referência.

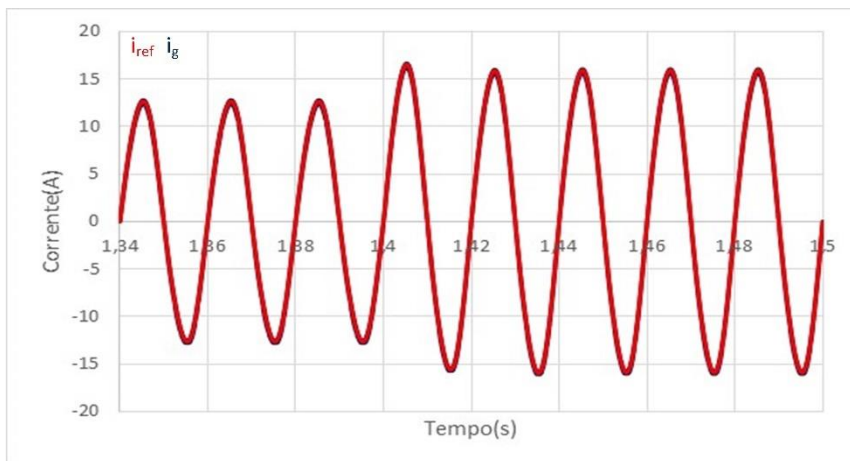
Analisando a figura 3.33 (a), é observado que a tensão V_{cc1} sofre um pequeno aumento quando é ligada uma segunda carga. É possível constatar com recurso à figura 3.33 (b) e (c) que a corrente na rede segue a corrente de referência, estando em fase com a tensão na rede em que o valor de THD_{ref} da corrente diminui para os 2.17% quando estão as duas cargas ligadas. Na figura 3.33 (d), encontra-se representado a tensão no segundo barramento CC (V_{cc2}), observando-se que quando é conectada a segunda carga resistiva, a tensão no barramento desce cerca de 1 V tendo um valor de 398 V. Relativamente a figura 3.33 (e), é possível observar que a tensão na carga segue a tensão de referência, não sofrendo alterações quando é ligada a segunda carga .

Posteriormente, foi realizado o teste quando é ligada uma carga não linear. Tal como no teste mostrado anteriormente, foi ligada inicialmente uma carga resistiva com $R=26 \Omega$ tal como nos exemplos

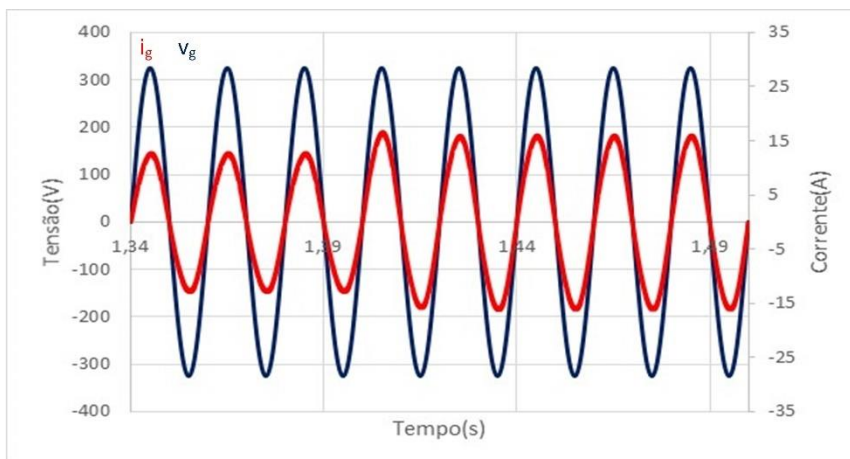
anteriores, sendo ligado uma carga não linear formada por $R=200\ \Omega$ e $C=1\text{mF}$ ao instante 1.4 s. Na figura 3.34 estão representados os resultados obtidos para a tensão nos dois barramentos CC, bem como os resultados da corrente e tensão na rede elétrica e a tensão das cargas.



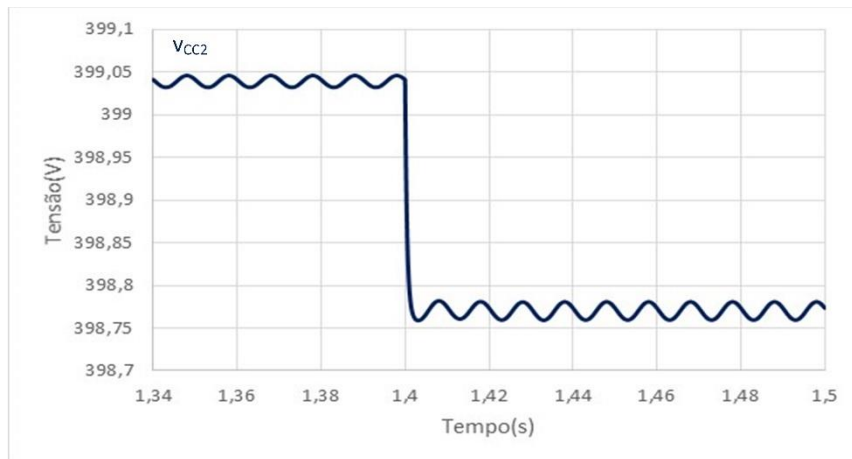
(a)



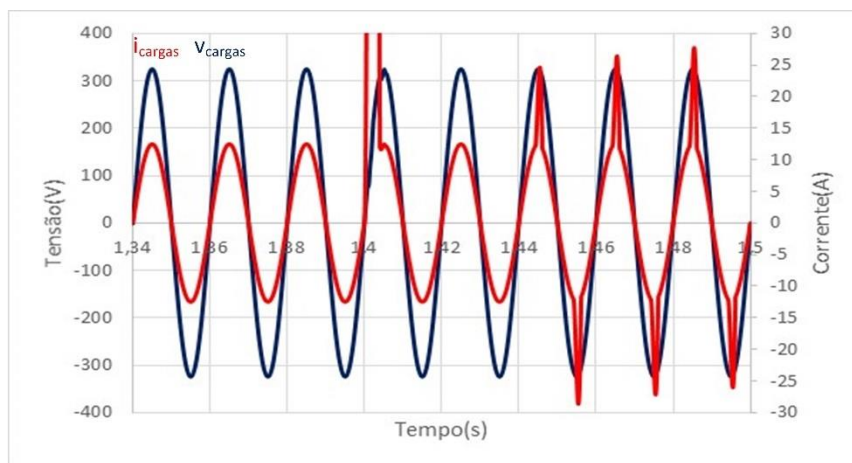
(b)



(c)



(d)



(e)

Figura 3.34- Funcionamento de SST com ligação de uma carga não linear: (a) Tensão barramento CC 1 ; (b) Corrente na rede e corrente de referência ; (c) Tensão e corrente na rede ; (d) Tensão barramento CC 2 ; (e) Tensão e corrente nas cargas

Analisando a figura 3.34 (a), é possível constatar que a tensão no barramento CC 1, sofre um ligeiro aumento, aumentando ligeiramente a tensão de *ripple*, quando ocorre a ligação da carga não linear. Relativamente a corrente na rede elétrica, observando a figura 3.33 (b) no momento da ligação da carga não linear, é verificado um pico de corrente devido ao condensador da carga não linear estar completamente descarregado, sendo que o $THD_{\%}$ diminui para um valor 2,53%, aquando da ligação da carga não linear. Na figura 3.34 (c) é possível verificar que a corrente na rede elétrica está em fase com a tensão na rede elétrica. Tal como nos exemplos anteriores o valor da tensão no segundo barramento CC, sofre uma pequena diminuição como é possível observar na figura 3.34 (d). A tensão nas cargas segue sempre o valor de referência, sendo que a corrente nas cargas, possui um valor de $THD_{\%}$ de 32,5% a partir do momento que é ligada a carga não linear.

3.6 Conclusão

No terceiro capítulo são apresentados os resultados de simulação obtidos através do software PSIM. Inicialmente são apresentados os resultados para cada conversor a funcionar de forma individual, sendo apresentada a topologia utilizada para cada um dos conversores que formam o SST. Para o conversor CA-CC *full bridge*, foi simulado a sincronização com a rede elétrica, foi simulado o controlo de corrente *periodic sampling*, controlo PI e o controlo preditivo de corrente, comparando os resultados obtidos entre eles para justificar a escolha do controlo preditivo. Foi descrito as etapas da regulação do barramento CC, foi aplicado a teoria FBD para o cálculo da corrente de referência, e foi testado o seu funcionamento para uma carga e ligando outra carga para analisar o regime transitório do sistema. Relativamente ao conversor CC-CC bidirecional isolado *dual active bridge* foi apresentada a simulação utilizando a modulação PWM e a modulação recorrendo a técnica SPS, sendo escolhida a técnica SPS. Tal como o conversor CA-CC foi analisada a resposta transitória do sistema. A seguir, foi apresentado o conversor CC-CC *full-bridge*, onde abordou-se inicialmente a modulação SPWM bipolar e unipolar e comparando os resultados obtidos e escolhendo a modulação unipolar. Foi apresentado os resultados de simulação utilizando o controlo preditivo de tensão, validando este controlo para cargas lineares e não lineares, testando também a resposta dinâmica. Para o SST, foi simulado e analisado o comportamento do sistema para cargas lineares e não lineares, verificando também o comportamento transitório do sistema e assim validando o funcionamento do sistema total.

Capítulo 4

Desenvolvimento do Sistema de Controlo do *Solid-State Transformer*

4.1 Introdução

Neste capítulo é descrito o desenvolvimento de todos os elementos constituintes do sistema de controlo. É abordado o microcontrolador, sensores de tensão e corrente, tal como o dimensionamento de todos os componentes necessários para o funcionamento dos sensores, do condicionamento de sinal e dos circuitos de *driver*. São exibidas as *Printed Circuit Board* (PCB) desenvolvidas para os sensores, para o condicionamento do sinal e para os circuitos de *driver*.

4.2 Microcontrolador

Um sistema de eletrónica de potência, requer um dispositivo capaz de comandar todos os processos necessários para o correto funcionamento do sistema. A leitura dos sensores, a sincronização com a rede elétrica, todas as operações matemáticas requeridas para o controlo dos conversores do SST são efetuados com recurso a um microcontrolador digital.

Para esta dissertação, foi escolhido o microcontrolador TMS320F28335 do fabricante *Texas Instrument*. Este *Digital Signal Processor* (DSP), possui os seguintes recursos [61] :

- CPU de 32 bits com uma frequência máxima de relógio de 150 MHz
- 18 canais de PWM
- 16 canais de ADC (*Analogue to Digital Converter*) de 12 bits
- 3 Timers de 32 bits
- 88 pinos de GPIO (*General Purpose Input/Output*)
- Unidade de virgula flutuante
- 8 interrupções externas

Este DSP permite a configuração de PMW complementares, permitindo também a aplicação de um *deadtime* entre os PWMs sendo por isso muito útil para aplicar num braço de um conversor. Também

permite a criação de um desfasamento entre os PWMs, necessário para aplicação da técnica *phase shift*. Estas características tornam adequada a utilização desta DSP em sistemas de eletrónica de potência. A DSP TMS320F28335 foi implementada na placa de desenvolvimento TMDSCNCD28335. A fotografia da DSP utilizada encontra-se na figura 4.1.



Figura 4.1- DSP TMS320F28335.

A placa de desenvolvimento TMDSCNCD28335 é inserida numa placa de suporte desenvolvida pelo GEPE, para facilitar a ligação da DSP às placas de controlo do sistema. A placa de suporte é alimentada com 5V. Esta placa possui *sockets* para *flat cable* de 10 pinos para as saídas dos sinais de PWM, possui um *socket* DIM de 100 pinos para encaixar a placa de desenvolvimento e um socket de 26 pinos para ligação de pinos GPIO e para outras funções tais como, sinais de PWM. Possui também, duas fichas DB9, uma para comunicação série RS232 e outra para comunicação série SPI. Esta placa possui ainda um socket de 14 pinos para ligação da placa TMDSDOCK28335 da *Texas Instruments*, que contém um emulador JTAG para a depuração do código em tempo real. Na figura 4.2 encontra-se a placa de desenvolvimento TMDSCNCD28335.



Figura 4.2-Placa de desenvolvimento TMDSCNCD28335.

Para a programação da DSP foi utilizado um *integrated development environment* (IDE). O IDE utilizado foi o *Code Composer Studio* da *Texas Instruments*. Foi utilizada a linguagem C para a programação da placa. Na figura 4.3, é possível observar o ambiente de trabalho do *Code Composer Studio*.

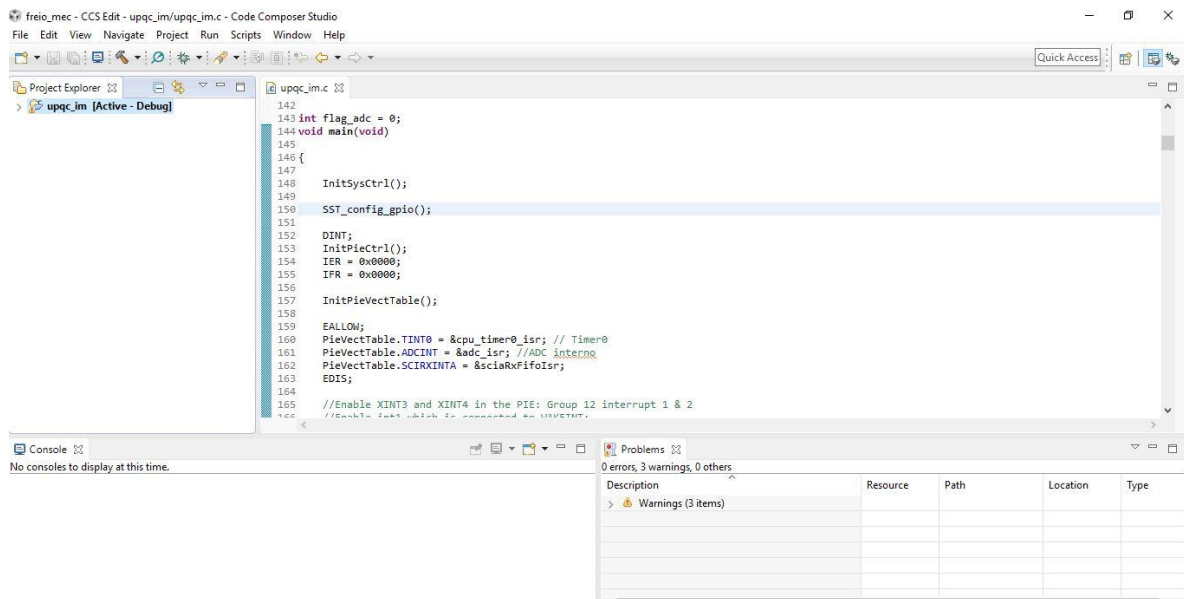


Figura 4.3-Ambiente de trabalho do *Code Composer Studio*.

Na figura 4.4 encontra-se o fluxograma do sistema de controlo, que foi implementado na DSP. Inicialmente procede-se a configuração de todos os periféricos (*timers*, ADC, PWMs, GPIOs) e inicialização de variáveis. Depois o sistema entra um ciclo infinito, onde em cada 20 μ s ocorre uma interrupção do *timer* para leitura dos canais de ADC. Depois da leitura dos canais de ADC, se ocorrer valores superiores aos limites definidos, podendo o erro ser por hardware ou por software, o sistema volta para leitura dos canais de ADC. Se não se verificar erros, procede-se então ao início do controlo dos conversores onde inicialmente é efetuado a regulação do barramento CC do conversor CA-CC onde também é aplicado a teoria FBD para gerar a corrente de referência. Depois da regulação do barramento CC, procede-se ao controlo de corrente na rede elétrica, passando depois para o controlo do DAB onde é calculado o ângulo de desfasamento entre as duas pontes. Por fim efetua-se o controlo do inversor. Depois o sistema fica à espera de uma nova interrupção do timer, e quando se verificar essa situação, o sistema volta a ler os canais de ADC e recomeçar o ciclo de controlo.

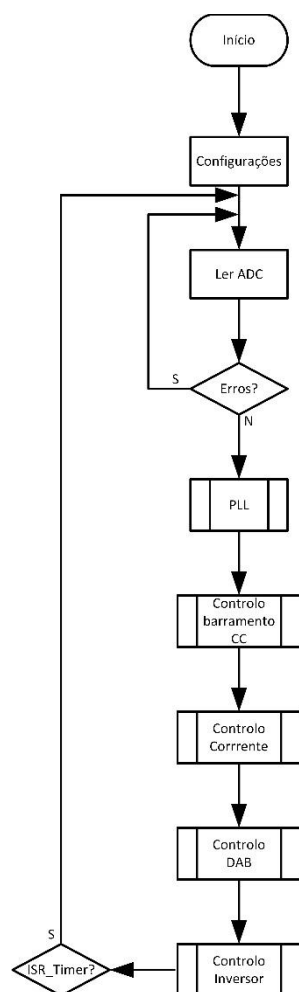


Figura 4.4- Fluxograma do sistema de controlo.

4.3 Sensores de Tensão

Todas as técnicas de controlo utilizadas necessitam de adquirir determinados valores de tensão para que o SST funcione como pretendido. Os valores de tensão que são necessários conhecer são a tensão na rede, as duas tensões dos dois barramentos CC e a tensão nas cargas. O sensor de tensão escolhido é o sensor de tensão de efeito de hall com a referência CYHVS5-25A do fabricante *ChenYang Technologies*, estando representado na figura 4.5.



Figura 4.5-Sensor de tensão CYHVS5-25A.

Este sensor permite medir valores de tensão CC e CA, sendo o valor máximo de leitura de 2kV, e fornece isolamento galvânico até 2.6 kV no período de um minuto. Este sensor é alimentado com ± 15 V [62].

Para a medição das tensões, é necessário a colocação de resistências no lado primário e secundário do sensor. Segundo as características do sensor a corrente nominal do sensor no lado primário é 5 mA RMS, sendo que o valor da resistência é escolhido para que a corrente não ultrapasse esse valor. Como o sensor possui uma razão de 5000:1000, a corrente nominal do lado secundário é 25 mA RMS. Tendo em conta o valor de corrente no lado secundário do sensor e que a saída do sensor é em corrente, é utilizado uma resistência para transformar a corrente em tensão. A resistência deve estar compreendida entre 100 Ω e 350 Ω . Na figura 4.6 está representado o esquema elétrico do sensor.

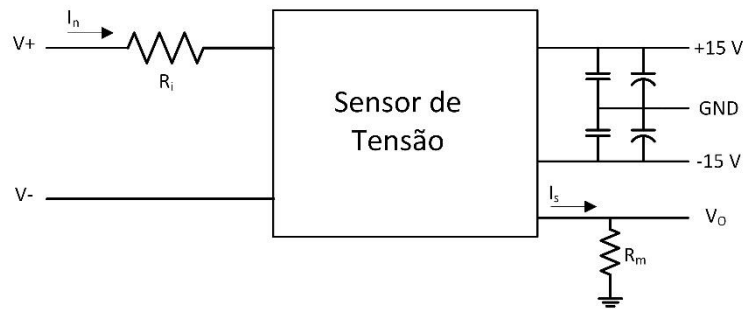


Figura 4.6- Esquema elétrico do sensor de tensão CYHVS5-25A.

Para o dimensionamento das resistências de entrada, é necessário saber o valor das tensões que se pretende medir, ter em conta os valores standard das resistências e a sua disponibilidade no laboratório.

Conhecendo o valor RMS da tensão da rede em condições normais está compreendido entre $230V \pm 10\%$, define-se uma resistência de entrada (R_i) de 54 k Ω . Utilizando a equação 4.1, sabendo que a corrente nominal do sensor do lado primário I_n , verificando-se que o valor máximo RMS é 270V, ou seja, permite ler valores entre $\pm 381,84V$.

$$V_N = R_i I_N \quad (4.1)$$

Em vez da utilização de apenas uma resistência de entrada, procede-se a utilização de duas resistências, em que o valor de cada uma é 27 k Ω . Isto facto deve-se para dividir a potência dissipada em duas resistências em vez de uma única resistência. O dimensionamento da resistência de entrada

do sensor que mede a tensão na carga é o mesmo para o sensor em cima descrito, sendo por isso a resistência de entrada de 54 k Ω dividida por duas resistências de 27 k Ω .

Os sensores que irão ler as tensões dos barramentos CC terão os mesmos valores, logo o seu dimensionamento é igual. O valor pretendido para o barramento CC é de 400V, e aplicando a equação (4.1), obtemos uma resistência de 80 k Ω o que não é um valor standard e por isso foi utilizado duas resistências de 47 k Ω em série, perfazendo uma resistência total de 94 k Ω e assim dividir a potência dissipada, permitindo ler valores até 470 V.

O cálculo dos valores das resistências no lado secundário do sensor é descrito no condicionamento do sinal.

4.4 Sensores de Corrente

Para além de sensores de tensão, também é necessário a utilização sensores de corrente para medir correntes, necessárias para as técnicas de controlo utilizadas. Foram utilizados três sensores de corrente com as funções de medir a corrente na rede, a corrente depois do primeiro barramento CC e a corrente nas cargas. O sensor escolhido foi um sensor de corrente de efeito de Hall referência *LTSR 15-NP* do fabricante *LEM*. A gama de leitura do sensor é de ± 48 A, requerendo uma tensão de alimentação de 5V e permite medir correntes CC e CA [63]. Dependendo do modo como os pinos do sensor são conectados, é possível aumentar a sensibilidade em detrimento da diminuição da gama de medição. Consoante a conexão, o valor nominal RMS da corrente no lado primário pode ter 3 valores , 5 A, 7.5 A e 15 A [63]. Na figura 4.7 está representado o sensor de corrente utilizado.



Figura 4.7-Sensor de corrente LTSR 15-NP.

A saída do sensor de corrente é em tensão, o que dispensa o uso de resistência de medida na entrada do sensor, apenas necessitando de resistências para o condicionamento de sinal que vai ser descrito posteriormente. O esquema das ligações do sensor de corrente é apresentado na figura 4.8.

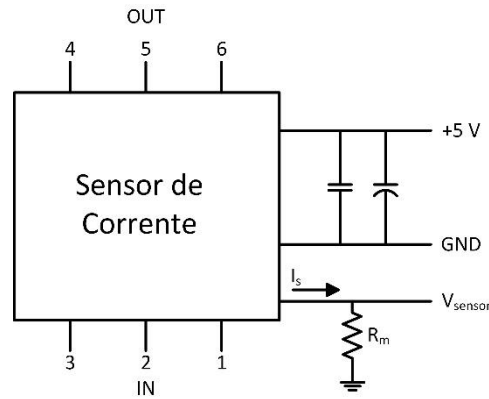


Figura 4.8-Esquema elétrico do sensor de corrente *LISR 15-NP*.

A equação (4.2) descreve a saída do sensor (V_{out}), consoante a corrente que circula no sensor (I_p) e o valor nominal RMS da corrente no lado primário I_{pn} .

$$V_{out} = 2,5 \pm 0,625 \frac{I_p}{I_{pn}} \quad (4.2)$$

O SST foi dimensionado para uma potência máxima de 5 kW, o que dá uma corrente de 21,74 A de valor RMS na rede elétrica. Em função disso foi escolhido a conexão onde o valor nominal RMS da corrente no lado primário é 15 A para o sensor do lado rede, tal como o sensor de corrente que mede a corrente nas cargas. Para o restante sensor, como a corrente nominal é 12,5 A foi selecionada a conexão onde o valor nominal RMS da corrente no lado primário é 7,5 A.

4.5 Condicionamento do Sinal

Depois da medição dos valores de tensão e corrente, é necessário ajustar os valores de saída dos sensores para valores que a DSP utilizada suporta. Os canais de ADC da placa tem uma gama de leitura entre 0 V e 3 V. Portanto, torna-se necessário a utilização de instrumentação para ajustar a saída dos sensores. Para os sensores de tensão que medem tensões alternadas, a saída do sensor terá valores negativos e é imprescindível adicionar um *offset* e também ajustar o nível de tensão. A saída dos sensores de correntes apresenta sempre valores positivos e tal como os sensores de tensão que medem tensões contínuas, apenas é necessário ajustar o nível de tensão para se encontrarem dentro da gama de leitura do sensor.

Para o deslocamento da saída dos sensores de tensão utilizados para medir tensões alternadas, é utilizado um amplificador somador não inversor, que permite somar um *offset* e não inverter o sinal de entrada. Os amplificadores operacionais utilizados são o LM741 do fabricante *Texas Instruments*.

O circuito do somador não inversor está apresentado na figura 4.9. Na figura 4.9, também se encontra representado as resistências de medida do sensor de tensão.

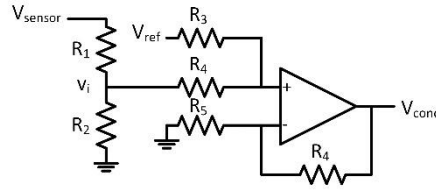


Figura 4.9-Esquema elétrico do amplificador somador não inversor.

Na saída do sensor é colocado duas resistências de $75\ \Omega$ em série, para que a gama de valores na saída do sensor ser de $\pm 5\text{ V}$, garantindo também que a resistência de medida está no intervalo definido no *datasheet* do sensor. A equação (4.3) representa a tensão de saída do amplificador (V_{cond}) em função da tensão de entrada (V_i) e da tensão de referência utilizada (V_{ref}).

$$v_{cond} = \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right) + \left(\frac{R_3}{R_3+R_4} V_{ref} + \frac{R_4}{R_3+R_4} V_i\right) \quad (4.3)$$

Utilizando a equação (4.4), é possível determinar o valor de *offset* em função das resistências. Por motivos de simplificação as resistências R_3 , R_4 , R_5 , R_6 tem o mesmo valor, sendo escolhido o valor de $10\text{ k}\Omega$.

$$V_{offset} = \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right) \left(\frac{R_3}{R_3+R_4} V_{ref}\right) \quad (4.4)$$

Conhecendo o valor das resistências e aplicando na equação (4.4), definindo como valor de *offset* o valor de $2,5\text{ V}$, que representa o valor que se obtém quando a tensão medida é 0 V , obtemos que o valor de V_{ref} é $2,5\text{ V}$. Para obter a referência de $2,5\text{ V}$ é utilizado o componente LT1009 da *Texas Instruments*. Com esta montagem a saída do ampop irá variar de 0 V até 5 V , o que implica a necessidade de colocar um divisor resistivo para ajustar a tensão para os 0 até 3 V e assim estar na gama de leitura dos canais de ADC da placa utilizada.

Para os sensores de tensão que medem tensões contínuas, já não é requerida a utilização da montagem somador não inversora, necessitando apenas das resistências de medida na saída do sensor para colocar o nível de tensão para os valores da gama de leitura requerida por o ADC. Para estes sensores $R_1=30\ \Omega$ e $R_2=120\ \Omega$.

Em relação aos sensores de corrente, o uso do amplificador somador não inversor é dispensado pois a saída do sensor de corrente varia de 0 até 5 V , sendo que o valor de $2,5\text{ V}$ significa que a corrente lida é nula, e assim não é necessário adicionar *offset*. Apenas é necessário ajustar para os 3 V , e para

isso é utilizado um divisor resistivo onde $R_1=10\text{ k}\Omega$ e $R_2=15\text{ k}\Omega$. Este procedimento é feito igual para os três sensores de corrente utilizados nesta dissertação. Com isso o valor 1,5V no ADC, indica que a corrente no sensor é 0 A.

É colocado um amplificador seguidor de tensão a seguir ao amplificador somador não inversor que tem como função, introduzir impedância alta para fornecer proteção ao DSP.

Adicionalmente, é fundamental efetuar uma filtragem analógico dos sinais, para reduzir o ruído existente e evitar potenciais leituras erradas dos canais de ADCs. Foi projetado então, um filtro passa-baixo RC colocado na entrada de cada um canal de ADC utilizado. Para projetar o filtro é necessário definir a frequência de corte utilizando a equação (4.5)

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.5)$$

Definindo uma frequência de corte de 10 kHz, e um condensador de 100 nF, obtém-se uma resistência de $159,15\ \Omega$, e utilizando os valores standard foi utilizado uma resistência de $160\ \Omega$. O valor da frequência de corte deve ser escolhido algumas décadas acima da frequência do sinal para evitar desvios de fase e também deve ser elevada para poder atenuar o ruído.

Por fim, foram utilizados díodos de *zener* entre a saída do filtro e a massa do circuito para proteger a DSP de tensões excessivas e de tensões negativas. A tensão de *zener* escolhido foi de 4,3 V, pois já se verifica uma atenuação abaixo dessa tensão pelo que garante uma boa proteção para a DSP. Na figura 4.10 está representado o seguidor de tensão, o filtro RC e o diodo de *zener*.

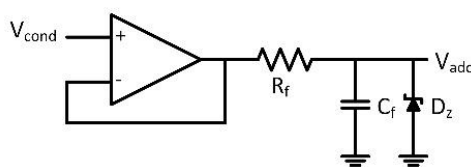


Figura 4.10- Esquema do seguidor de tensão, filtro RC e diodo de *zener*.

4.6 Proteção

A utilização de proteções num sistema de eletrônica de potência é de extrema importância, pois como opera com elevadas potências em caso de falha pode provocar danos materiais bem como danos humanos. Problemas como sobretensões e sobrecorrentes podem ser detetados tanto por software como hardware.

Para esta dissertação o mecanismo de detecção de erros utilizados consiste num comparador em janela. Na figura seguinte, é observado o esquema do comparador em janela, que requiere a utilização de dois comparadores. Para definir os limites superior e os limites inferiores é necessário definir o valor dos divisores resistivos. Quando a saída de um dos dois comparadores que constituem o comparador em janela atingir o nível lógico baixo, significa que existe um erro. O comparador utilizado é um LM339 da *Texas Instruments*, sendo um circuito integrado constituído por quatro comparadores, e que as saídas são em coletor aberto o que permite um curto-circuito entre as saídas do comparador, necessitando de uma resistência de *pull up*, para estabelecer o nível lógico alto, que neste caso é de 5 V.

O comparador em janela foi utilizado para detecção de falhas na corrente na rede. O SST foi desenvolvido para uma potência máxima de 5 kW, o que obtém no lado da rede uma corrente de 21,74 A RMS, que corresponde a 30,74 A de valor máximo. Foi definindo como valores permitidos de corrente, valores entre ± 33 A e aplicando a equação (4.2), e por isso definiu-se como limite superior 3.9 V e como limite inferior 1,12 V. Para o dimensionamento das resistências foi determinado que $R_1 = 42$ k Ω , $R_2 = 15$ k Ω , $R_3 = 160$ k Ω , e $R_4 = 13$ k Ω . As resistências R_1 e R_2 formam um divisor resistivo para definir o limite superior e as resistências R_3 e R_4 formam um divisor resistivo para definir o limite inferior do comparador em janela.

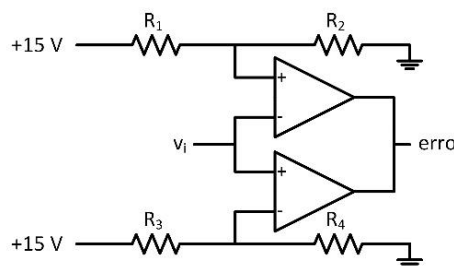


Figura 4.11-Comparador em janela.

Depois do erro for detetado, é necessário memorizar o erro, porque caso contrário quando deixar de haver erro, o circuito volta a funcionar, sem haver uma garantia que tudo está a funcionar corretamente. Assim sendo, o sistema só volta a funcionar quando houver uma ordem nesse sentido. Perante isto, foi utilizado o circuito integrado NE555 da *Texas Instruments*. Este circuito integrado tem varias aplicações, podendo funcionar como gerador de sinais de PWM, ondas triangulares e dentes de serra [64]. O NE555 pode também funcionar como célula de memoria, sendo essa aplicação desejada para esta dissertação. O objetivo passa por quando existir um erro, o nível lógico na saída altera, sendo a saída alterada quando houver um *reset* dado pelo utilizador.

Quando ocorre um erro, a saída do comparador que se encontra conectada à entrada do NE555 fica com o nível logico baixo, e saída do NE555 atinge o nível logico alto. O nível logico da saída do NE555 só é alterado quando houver um *reset*, que será dado através de um pino da DSP, e se já não se verificar um erro, a saída do NE555 atinge o nível logico baixo. Complementarmente, a saída do NE555 é conectada a uma entrada de uma porta logica OR de duas entradas, onde a outra entrada é um sinal de *enable* gerado pela placa. A saída desta porta logica é ligado à entrada de habilitação dos drivers utilizados. Assim quando a saída da porta OR tiver o nível logico alto, isso desabilita os drivers, não enviando os sinais de PWM para os semicondutores. São introduzidos um led verde e um vermelho na PCB, para indicar o funcionamento normal dos conversores ou a ocorrência de um erro respetivamente. Na figura 4.12, encontra-se representado o esquema elétrico do NE555 e o esquema da porta lógica OR.

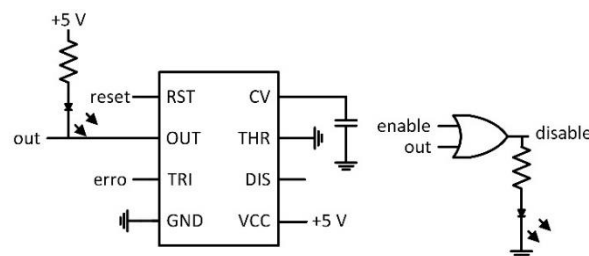


Figura 4.12-Esquema do NE555 e da porta OR.

4.7 Placas de Sensores e Condicionamento do Sinal

Para a elaboração das PCBs, recorreu-se a ferramenta *Menthor Graphics Pads*. Os sensores de corrente e tensão foram colocados numa só PCB. Para a alimentação dos sensores foi utilizado uma fonte de alimentação externa que disponibiliza ± 15 V. Como os sensores de corrente são alimentados a 5 V, foi colocado um regulador de tensão de 5 V com a referência TL7805 da *Texas Instruments*. Na figura 4.13 é possível observar a placa dos sensores desenvolvida, observando todos os sensores de tensão e as respetivas resistências no lado primário, tal como os sensores de corrente. A saída dos sensores de tensão e corrente é depois conectada a placa de condicionamento de sinal. Para a ligação das tensões e correntes que se pretende medir, foram colocadas na placa uns conectores denominados linguetas.



Figura 4.13-Placa de sensores desenvolvida.

Foi desenvolvida uma placa que inclui todos os componentes necessário para o condicionamento do sinal, estando incluindo também o circuito de proteção. Tal como na placa dos sensores foi utilizada a fonte de alimentação externa ± 15 V, sendo necessário também um regulador de tensão de 5 V. Esta placa contém um *header* para ligação com os canais de ADC da DSP. A placa desenvolvida está representada na figura em baixo.



Figura 4.14-Placa de condicionamento de sinal desenvolvida.

4.8 Placas de *Driver*

Um sistema de eletrónica de potência é constituído pela parte de controlo e pela parte de potência. Na parte de controlo que é descrita neste capítulo, encontram-se o microcontrolador, os circuitos de condicionamento de sinal que se caracterizam-se por operarem com tensões e correntes e por isso os níveis de potências são baixos. Relativamente à parte de potência, encontram-se os semicondutores

os condensadores do barramento CC, as bobinas, os transformadores, podendo envolver tensões e correntes elevadas, originando níveis de potência muito superiores relativamente a parte de controlo. Perante isto, torna-se fundamental garantir o isolamento galvânico para manter a integridade do sistema.

Para a ligação do andar de controlo ao andar de potência é utilizado circuitos de driver dos semicondutores de potência. Um MOSFET ou um IGBT, são dispositivos controlados por tensão, sendo necessário aplicar uma tensão na *gate* para ligar o semiconductor. O terminal de *gate*, possui uma capacidade que é carregada ou descarregada, consoante se o dispositivo é colocado na saturação ou na zona de corte, respetivamente, podendo gerar picos de corrente superiores aos permitidos na parte de controlo.

Ao utilizar dois semicondutores ligados em série, ou seja, no mesmo braço, o semiconductor inferior está ligado sempre a massa do circuito de potência, ao contrario do semiconductor superior, em que o terminal de *source* flutua, isto a tensão neste ponto é variável podendo estar ligado a massa do circuito de potência ou estar conectado a tensão do barramento CC, que neste circuito é 400 V. Por isso é necessário utilizar referências de potenciais adicionais e isoladas dos potenciais referenciados à massa. Nesta dissertação foi utilizado o driver *ADUM3223* da *Analog Devices*, que permite atuar os dois semicondutores de um braço, fornecendo dois potenciais isolados. Este driver garante um isolamento galvânico até 3 kV durante um minuto, e permite uma diferença entre a tensão superior e inferior de 800 V, suportando uma corrente de pico de 4 A, sendo alimentado com 5 V e permitindo comutações até 1 MHz [65]. O *ADUM 3223* possui uma entrada de *disable* que quando se encontra no nível lógico alto desabilita os sinais de PWMs enviados para os semicondutores.

É necessário a utilização de fontes de tensão externas para alimentar as saídas do driver, recorrendo a conversores CC-CC isolados. O conversor utilizado foi o MEJ1S1515SC da fabricante *Murata Power Solutions*, que tem uma tensão de entrada de 15 V e uma tensão de saída de 15 V, tendo uma potência nominal de 1 W [66]. Uma grande vantagem do driver utilizado é que não necessita da utilização de duas fontes isoladas por cada braço. Utilizando a configuração *bootstrap*, reduz-se o número de fontes para metade. A configuração utilizada é visível na figura 4.15, observando que é uma configuração bastante simples necessitando apenas de um diodo, um condensador e uma resistência.

Quando o semiconductor inferior está em condução, o diodo de *bootstrap*, fica diretamente polarizado e a massa do semiconductor superior que está ligado a referência do condensador de *bootstrap*, é ligada a massa do semiconductor inferior carregando o condensador. Quando o semiconductor superior

entra em condução o diodo está inversamente polarizado e as duas massas ficam independentes, e o condensador descarrega, funcionando como fonte de alimentação da parte superior do driver

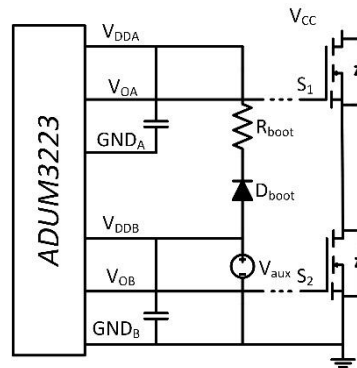


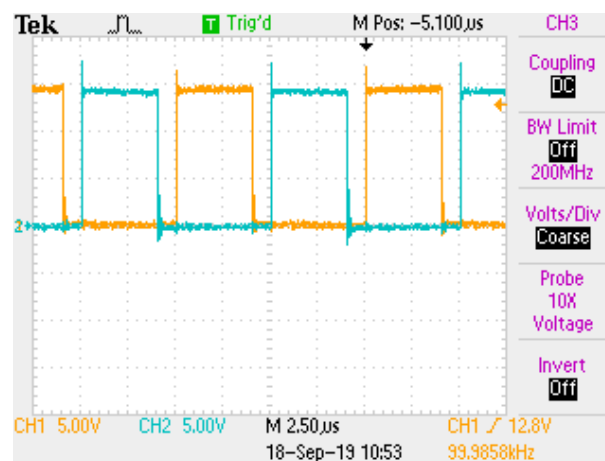
Figura 4.15- Esquema elétrico da configuração *bootstrap*.

O diodo de *bootstrap* foi escolhido tendo em atenção o tempo de recuperação inversa, a tensão inversa máxima e a corrente máxima suportada. Foi utilizado o diodo BYC8-600 do fabricante NXP *Semiconductors*, que suporta uma tensão inversa máxima de 600 V, possuindo um tempo de recuperação inversa de 19 ns que para a frequência de 100 kHz é um valor muito aceitável, e suporta uma corrente máxima de 8 A [67]. Para o condensador de *bootstrap* foi utilizado um condensador eletrolítico de 10 μ F. A resistência de *bootstrap* tem como função limitar a corrente absorvida pelo condensador, sendo que o seu uso pode ser desprezado para altas frequências e por essa razão, o valor da resistência foi desprezado.

Utilizando a ferramenta *Menthor Graphics Pads*, foi elaborado o esquema da placa de driver. A placa de driver desenvolvida está representada na figura 4.16. Foram desenvolvidas duas placas iguais de driver. Uma das placas de driver será responsável pela atuação do conversor CC-CC e um dos conversores do DAB. A outra placa de driver é responsável pela atuação do outro conversor que constitui o DAB e pelo conversor CC-CA. Cada placa de driver é constituída por 4 fontes isoladas, 4 drivers *ADUM3223* e por quatro diodos de bootstrap, permitindo atuar 8 semicondutores. A placa de driver possui um header de 14 pinos onde são transmitidos os sinais de PWM provenientes da DSP. Também contém um sinal de *disable* para desabilitar as comutações. Cada placa é alimentada com +15 V para alimentar as fontes isoladas, possuindo também um regulador de tensão de 5 V para alimentar os drivers *ADUM3223*. As placas de *driver* contêm conectores *right angle*, ou seja, em 90° para a ligação com as placas de potência desenvolvidas, que serão descritas no capítulo 5.


 Figura 4.16-Placa de *driver* desenvolvida.

Na figura 4.17 está representada as formas de onda das tensões *gate-source* (v_{gs}) aplicadas a um braço de um conversor. A frequência de comutação é de 100 kHz, tem as ondas um *duty-cycle* de 50%. A azul encontra-se a tensão v_{gs} aplicada ao MOSFET superior de um braço de um conversor e a amarelo encontra tensão v_{gs} aplicada ao MOSFET inferior. Analisando as formas de ondas, observa-se que o valor médio da tensão v_{gs} no MOSFET superior, que é obtido pelo *bootstrap* é menor que o valor médio da tensão v_{gs} no MOSFET inferior devido a queda de tensão no diodo de *bootstrap* e a também a carga incompleta do condensador de *bootstrap*. Quanto menos tempo o semiconductor infeior está ligado, menos é a carga do condensador de *bootstrap*.


 Figura 4.17-Tensões *gate-source* aplicadas a um braço de um conversor.

4.9 Conclusão

Neste capítulo foi descrito todo o desenvolvimento do sistema de controlo. Foi apresentado a placa de DSP utilizada, bem os sensores de tensão e corrente, os circuitos de condicionamento de sinal, circuitos de proteção e os circuitos de *driver*. Foi detalhado o dimensionamento das resistências de entrada do sensor de tensão. Posteriormente foram abordados o dimensionamento de componentes que constituem o condicionamento de sinal, como por exemplo, resistências de medida dos sensores de tensão e dos sensores de corrente, das resistências que constituem o amplificador não inversor, da resistência e do condensador que formam o filtro RC. Também foi abordado o dimensionamento do circuito de proteção, onde está incluído as resistências do comparador em janela. Foi também dimensionado os circuitos de driver, utilizando o *driver ADUM3223* que permite atuar os MOSFETs de um braço de um conversor, sendo para isso necessário a utilização da configuração *bootstrap*, fazendo diminuir o número de fontes externas a utilizar. Foram apresentadas as PCBs desenvolvidas sendo elas, a placa dos sensores, do condicionamento do sinal e as placas de driver.

Capítulo 5

Desenvolvimento do Sistema de Potência do *Solid-State Transformer*

5.1 Introdução

Neste capítulo é abordado o processo de desenvolvimento do sistema de potência. Inicialmente é abordado os semicondutores, referindo as suas características e o hardware necessário para o correto funcionamento dos semicondutores. Posteriormente é abordado todos os elementos necessários para o conversor CA-CC, nomeadamente o barramento CC e a bobina de acoplamento à rede elétrica. Relativamente ao conversor CC-CC *dual active bridge* é abordado o processo de dimensionamento e construção do transformador de alta-frequência. É referido também os componentes necessários para o conversor CC-CA como o barramento CC e o filtro LC. Por fim é referido a integração de todos conversores.

5.2 Semicondutores de Potência

Para a escolha do semicondutor é necessário ter em atenção certos parâmetros. Sabendo que os barramentos CC são de 400 V, a tensão de bloqueio dos semicondutores terá de ser superior a 400 V. A capacidade de gate também é importante porque com valores altos, pode impossibilitar a comutação a altas frequências.

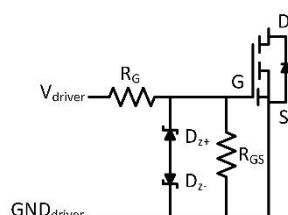
Foi escolhido o semicondutor o MOSFET SiC com a referência C3M0120090D do fabricante *Wolfspeed*. Este MOSFET tem uma tensão *dreno-source* máxima de 900 V. A temperatura de funcionamento é entre -55 °C e 150 °C, possuindo uma dissipação de potência de 97 W a uma temperatura de 25 °C. A resistência máxima em condução tem o valor de 155 mΩ e apresentam tempos de comutação típicos de 70 ns. O valor da capacidade da gate é 350 pF. O diodo em antiparalelo, tem um tempo de recuperação inversa típico de 24 ns, sendo por isso extremamente rápido [68]. Este semicondutor tem um encapsulamento do tipo TO-247-3. Na figura 5.1 encontra-se uma fotografia do semicondutor utilizado.



Figura 5.1- MOSFET SIC C3M0120090D.

5.2.1 Proteções de *Gate*

Os semicondutores de potência, necessitam de proteções de *gate*, para evitar que a tensão na *gate* atinja valores que possam danificar o semicondutor. Segundo o *datasheet* do semicondutor utilizado, a tensão *gate-source* máxima é de 18 V [68]. Para a proteção de *gate* foi utilizado o circuito apresentado na figura 5.2.

Figura 5.2-Esquema da proteção de *gate*.

O circuito de proteção de *gate* dos MOSFETs utilizados consiste em dois diodos de *zener* de 16 V com o ânodo em comum, protegendo a *gate* de tensões superiores a ± 16 V. Neste circuito também é colocado uma resistência de *pull-down* entre a *gate* e a *source*, para garantir que a tensão na *gate* é nula quando o sinal de PWM está no nível lógico 0, e assim evitar comutações indesejadas devido a existência de ruído. O valor da resistência deve ser alto para evitar que o divisor resistivo formado seja significativo e a tensão na *gate* seja inferior ao valor onde começa a comutar. A resistência escolhida foi de 10 k Ω . Na figura 5.2 está também representada a resistência de *gate* que será abordada a seguir.

5.2.2 Resistência de *Gate*

A *gate* de um MOSFET, possui uma capacidade que é carregada quando o sinal de PWM tem o nível lógico alto e é descarregada quando o sinal de PWM tem o nível lógico baixo. A aplicação de um pulso de tensão, pode provocar picos de corrente que podem chegar a alguns amperes, o que pode ser

superior a corrente que os drives suportam, podendo danificá-los. Para solucionar este problema, utiliza-se uma resistência em série com a *gate*, para diminuir os picos de corrente. Quanto maior for a resistência de *gate*, menor é o dv/dt , permitindo uma redução da corrente que o driver fornece, verificando-se também uma redução da emissão de ruído eletromagnético. Uma maior resistência de *gate* provoca mais perdas de comutação, bem como um aumento do tempo de ligar e desligar do semicondutor, que pode impossibilitar a comutação a altas frequências. No *datasheet* do semicondutor de potência utilizado é dito que a resistência interna da *gate* é $16\ \Omega$, que é um valor aceitável para uma resistência de *gate* e por isso não foi introduzido nenhuma resistência externa.

5.2.3 Condensador de Desacoplamento

Os três conversores utilizados, apresentam filtros indutivos. Devido a existência de componentes indutivos e indutâncias parasitas, quando ocorre a comutação pode provocar um elevado di/dt , podendo ocorrer tensões elevadas sobre os semicondutores, podendo superiores a tensão que conseguem suportar. Os condensadores de desacoplamento são colocados para amortecer os picos de tensão que podem surgir nos semicondutores, pois possibilitam a existência de um caminho para a corrente. Estes condensadores são colocados em cada braço de um conversor. Os condensadores de desacoplamento utilizados são de 100 nF , podendo suportar tensões até 1000 V [69]. Na figura 5.3 é possível observar uma fotografia do condensador utilizado.



Figura 5.3-Condensador de desacoplamento.

5.3 Conversor CA-CC *Full-Bridge*

Relativamente ao conversor CA-CC *full-bridge*, é necessário definir os valores dos elementos passivos, sendo por isso necessário calcular os valores dos condensadores que formam o barramento CC e também determinar o valor da bobina de acoplamento à rede elétrica.

5.3.1 Barramento CC

O barramento CC de um conversor deve ter a capacidade de armazenar uma grande quantidade de energia, para assim possibilitar a injeção de energia na rede e também o valor do ripple da tensão deve ser um valor reduzido. Foram utilizados os condensadores com a referência da fabricante Epcos. Estes condensadores suportam tem uma capacidade de 560 μF , suportando tensões até 450 V. Na figura seguinte é apresentado uma fotografia do condensador utilizado para construir o barramento CC.



Figura 5.4- Condensador utilizado no barramento CC.

Para formar o barramento CC foram colocados 6 condensadores em paralelo, fazendo uma capacidade total de 3,36 mF. Recorrendo a equação (5.1), é possível conhecer o valor da energia que o barramento CC pode armazenar, dando um valor de 268,8 J. Quanto maior for a capacidade do barramento CC, maior será a energia armazenada e menor o *ripple* da tensão.

$$E_{CC} = \frac{1}{2} CV^2 \quad (5.1)$$

5.3.2 Bobina de Acoplamento à Rede Elétrica

A bobina de acoplamento é fundamental para a conexão entre a rede elétrica e o conversor CA-CC, filtrando as altas frequências que são resultado da utilização da modulação PWM. Quanto maior for o valor da indutância da bobina, menor será o *ripple* da corrente na rede elétrica. Para frequências de comutações elevadas o valor da indutância não necessita de ser tão elevado como para frequências de comutação mais baixas.

Foi utilizada uma bobina de acoplamento mútuo, para diminuir o ruído resultante das comutações. Recorreu-se a uma bobina que possui uma indutância de 5 mH a 50 Hz, tendo um valor de 1,85 mH

a 100 kHz, sendo que foi utilizada uma ponte RLC para a medição destes valores. A bobina utilizada está representada na figura 5.5.



Figura 5.5- Bobina de acoplamento à rede elétrica.

5.4 Projeto e Desenvolvimento do Transformador de Alta Frequência para o Conversor CC-CC *Dual Active Bridge*

O conversor CC-CC requer a utilização de um transformador de alta frequência. Na tabela seguinte encontram-se os parâmetros do transformador.

Tabela 5.1- Parâmetros do transformador

Parâmetro	Valor
Tensão máxima no lado primário	400 V
Tensão máxima no lado secundário	400 V
Corrente máxima no lado primário	12,5 A
Corrente máxima no lado secundário	12,5 A
Relação de Espiras	1
Frequência de operação	100 kHz
Potência máxima	5 kW

Para o desenvolvimento do transformador é necessário determinar o número de espiras e a secção dos condutores de cada enrolamento. Para determinar o número de espiras a utilizar, é preciso determinar o ponto de funcionamento ótimo do transformador, que depende das perdas no ferro e das perdas no cobre [70]. As perdas no ferro dizem respeito ao núcleo magnético, nomeadamente por histerese e correntes parasitas sendo tanto maiores quanto maior for a variação da densidade de fluxo magnético (ΔB). As perdas no cobre estão relacionadas com as perdas nos condutores dos enrolamentos primário e secundário do transformador devido ao efeito de joule, sendo o seu valor tanto maior quanto maior for o comprimento dos condutores. Quanto menor for o número de espiras,

menor será as perdas no cobre, mas aumenta a variação da densidade do fluxo o que provoca um aumento na perdas no ferro [70]. Para determinar o ponto de funcionamento ótimo, é necessário encontrar o valor da variação da densidade de fluxo para qual as perdas são o mínimo possível. Para o cálculo da variação da densidade de fluxo recorre-se a equação (5.2).

$$\Delta B_{ótimo} = \left[\frac{\rho \lambda_1^2 I_{total}^2 MLT}{2 K_u A_e^3 l_m \beta K_{fe}} \right]^{\left(\frac{1}{\beta+2} \right)} \quad (5.2)$$

Alguns dos parâmetros da equação são específicos do núcleo do transformador. Para o transformador desenvolvido foi escolhido dos núcleos de ferrite com a referência B66397G000X187 do fabricante *Epcos*. Na tabela seguinte encontram-se os parâmetros referentes aos núcleos

Tabela 5.2-Parâmetros do núcleo do transformador.

Parâmetro	Valor
Comprimento médio de uma volta do condutor - <i>Mean Length Turn</i> (MLT)	12,9 cm
Área da janela do núcleo (W_A)	5,186 cm ²
Área efetiva do núcleo (A_e)	3,68 cm ²
Comprimento magnético (l_m)	3,68 cm ²

Além dos parâmetros relativos ao núcleo do transformador, existem outros parâmetros necessários tais como o K_u , K_{fe} , e β que representam, respetivamente, o fator de preenchimento da janela, o coeficiente de perda do núcleo e o expoente de perda do núcleo. Para o K_u foi atribuído o valor de 0,3 e para o valor de β foi atribuído o valor de 2.6. O valor de K_{fe} é determinado recorrendo a equação (5.3), em que P_v é o valor das perdas relativas do núcleo.

$$K_{fe} = \frac{P_v}{\Delta B^\beta} \quad (5.3)$$

Com recurso aos *datasheets* dos núcleos do transformador, foi atribuído um valor de 100 kW/m³ para P_v e de 100 mT para (ΔB), dando um valor de 398100 kW/m³ T ^{β} para K_{fe} [71]. O parâmetro ρ representa a resistividade do material condutor que é de 1,724x 10⁻⁸ Ω m para o cobre. A corrente total (I_{total}) representa a soma das correntes do lado primário e secundário vista do lado primário.

$$I_{total} = I_1 + I_2 n \quad (5.4)$$

A corrente máxima no lado primário é de 12,5 A e como a relação de espira é igual a 1 a corrente no lado secundário é também de 12,5 A dando por isso um valor 25 A para o I_{total} . O parâmetro λ_1 define

o integral da tensão aplicada ao lado primário durante um semiciclo, sendo calculado por a equação (5.5).

$$\lambda_1 = D T_s V_1 \quad (5.5)$$

O termo D representa o *duty-cycle*, tendo o valor de 0.5 devido a utilização da técnica *phase shift*, T_s representa o período de comutação, tendo o valor de 10 μ s. Por fim, V_1 representa a tensão aplicada no lado primário, tendo-se considerado o valor de 400 V e assim, obtém-se 0,002 Vs (Volt-segundo) para o valor de λ_1 . Conhecendo todos os termos da equação (5.1), obtém-se $\Delta B_{\text{ótimo}} = 99,82$ mT. De seguida é calculado o número de espiras do lado primário utilizando a equação (5.6).

$$n_1 = \frac{\lambda_1}{2 \Delta B A_e} \quad (5.6)$$

Obtém-se para o número de espiras no lado primário um valor de 27,22. Como o número de espiras obtido não é um número inteiro, foi comparado as perdas totais para o número de espiras iguais a 27 e 28. Para o cálculo das perdas no ferro e do cobre, recorre-se as equações (5.7) e (5.8) respetivamente.

$$P_{fe} = K_{fe} \Delta B^\beta A_e l_m \quad (5.7)$$

$$P_{cu} = \frac{\rho \lambda_1^2 I_{total}^2 MLT}{4 K_u A_e^2 \Delta B^2} \quad (5.8)$$

Na tabela seguinte está representado as perdas no ferro e no cobre para os dois valores possíveis para o número de espiras.

Tabela 5.3-Relação do número de espiras com as perdas do transformador

Número de espiras do primário (n_1)	Varição da densidade de fluxo (ΔB)	Perdas no ferro (P_{fe})	Perdas no cobre (P_{cu})	Perdas totais ($P_{fe} + P_{cu}$)
27	100,64 mT	5,2 W	6,51 W	11,71 W
28	97,05 mT	4,73 W	7,01 W	11,74 W

Analisando a tabela, é comprovado que quanto menor número de espiras maior é as perdas no ferro e implica menos perdas no cobre. Comparando as perdas totais, os valores são muito semelhantes, sendo que para 27 espiras as perdas são ligeiramente inferiores e por isso foram utilizadas 27 espiras para o lado primário e como a relação é de 1:1, o número de espiras no lado secundário é também 27.

De seguida é necessário determinar a secção dos condutores utilizados. Para a escolha da secção dos condutores, é fundamental ter em atenção o efeito pelicular. Para baixas frequências, os eletrões circulam num condutor de uma forma uniforme. Com o aumento da frequência, os eletrões tendem a circular mais nas bordas do condutor, afastando-se do centro do condutor, verificando-se um desperdício do condutor. Para solucionar o efeito pelicular são utilizados vários condutores de secção inferior em paralelo. Para a escolha da secção, recorreu-se a uma tabela que contém os valores *standard* de dimensões para condutores de cobre de acordo com a *American Wire Gauge* (AWG) [72]. A escolha da secção do condutor deve ter em conta a frequência máxima para qual o efeito pelicular não se verifica. Além disso, é necessário ter em conta a corrente máxima que o condutor suporta, para determinar o número de condutores em paralelo. Foi escolhido o AWG 25 devido a sua disponibilidade no GEPE. Este fio suporta uma corrente máxima de 2,7 A, sendo por isso necessário 5 condutores em paralelo para o lado primário e secundário do transformador.

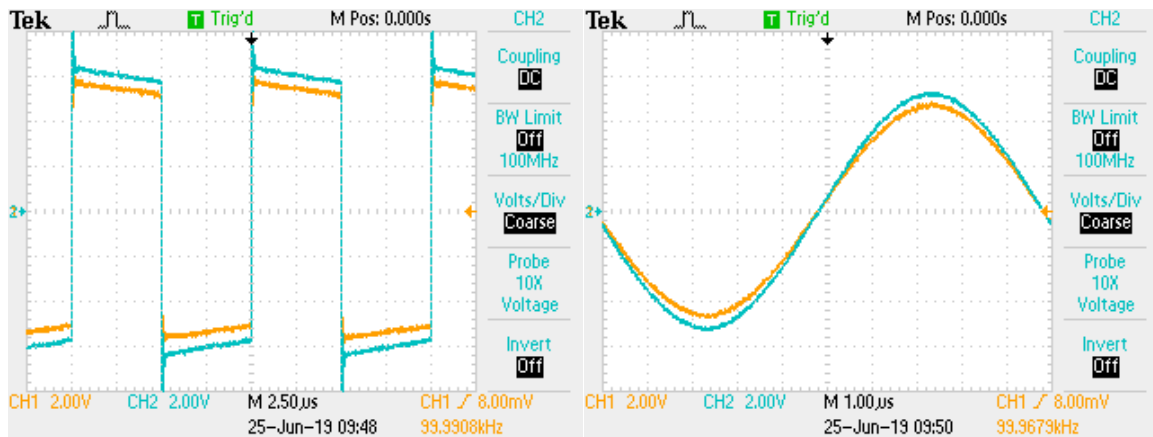
Os enrolamentos primários e secundários foram enrolados de forma sobreposta, sendo utilizado uma fita isoladora entre os enrolamentos para reforçar o isolamento entre eles. Foi colocado a fita isoladora no enrolamento secundário para evitar a ocorrência de arcos elétricos entre o cobre e o ferro. Na figura seguinte está representado o transformador de alta frequência que foi desenvolvido.



Figura 5.6-Transformador de alta frequência desenvolvido.

Depois do projeto e desenvolvimento do transformador, foi testado o transformador para verificar se a razão de transformação é a desejada e também para conhecer a polaridade do transformador. Recorreu-se a um gerador de sinais para produzir tensões quadradas e sinusoidais alternadas com frequência de 100 kHz. Na figura 5.7 estão as tensões nos dois enrolamentos do transformador quando são aplicados um sinal quadrado e um sinal sinusoidal. A tensão no enrolamento primário do transformador está representada a laranja e a azul está representada a tensão no enrolamento secundário. Observando a figura 5.7, observa-se que o enrolamento secundário, tem uma tensão

ligeiramente superior, tendo uma razão de transformação real de 1:1,067 que é um valor muito satisfatório.



(a)

(b)

Figura 5.7- Teste ao transformador de alta frequência utilizando: (a) Onda quadrada ;(b) Onda sinusoidal.

5.5 Conversor CC-CA *Full-Bridge*

Para o conversor CC-CA, é necessário também definir conhecer os valores dos elementos passivos, sendo por isso necessário calcular os valores dos condensadores que formam o barramento CC deste conversor e também determinar os valores do condensador e da bobina que constitui o filtro LC à saída do conversor CC-CA.

5.5.1 Barramento CC

Tal como o primeiro barramento CC, foram utilizados os condensadores com a mesma referência para formar o segundo barramento CC. Para formar o barramento CC foram colocados 4 condensadores em paralelo, fazendo uma capacidade total de 2,24 mF. Recorrendo a equação (5.1), é possível conhecer o valor da energia que o barramento CC pode armazenar, dando um valor de 179,2 J. Este barramento está colocado na saída do DAB, sendo conectado também ao conversor CC-CA.

5.5.2 Filtro LC

Para o condensador do filtro LC, foi utilizado um condensador de 10 uF do fabricante *VISHAY*, com a referência *1848C MKP*, estando representado na figura seguinte . Este condensador permite suportar

tensões até 500 V e pode trabalhar a temperaturas até 85°C [73]. Foram colocados três destes condensadores em paralelo para formar uma capacidade total de 30 μF .



Figura 5.8-Condensador Filtro LC

Para a bobina do filtro LC, foi utilizado uma bobina idêntica à bobina de acoplamento à rede elétrica, tendo um valor de 1,64 mH a 100 kHz. Na figura 5.9 está representado uma fotografia da bobina utilizada.



Figura 5.9-Bobina do filtro LC

Apesar de nas simulações ter sido utilizado apenas uma bobina e um condensador para o filtro, foi colocado para os resultados práticos uma resistência em série com o condensador, com o objetivo de amortecer o ganho existente em torno da frequência de ressonância que existe devido ao filtro LC. Na figura 5.10 encontra-se uma fotografia da resistência utilizada. Foi utilizada uma resistência de 12 Ω , formada por a ligação serie de 3 resistências de 4 Ω .

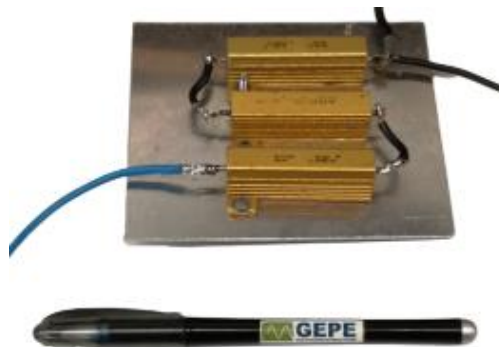


Figura 5.10-Resistencia de amortecimento

5.6 Placas de Potência desenvolvidas

Foram desenvolvidas 2 placas destinadas para o sistema de potência necessário para o SST. Uma das placas desenvolvidas contém o conversor CC-CA *full-bridge* e um dos conversor *full-bridge* que formam o conversor CC-CC bidirecional isolado. Na figura seguinte encontra-se representado a placa que contém estes dois conversores. Nesta figura está também representado o dissipador utilizado.

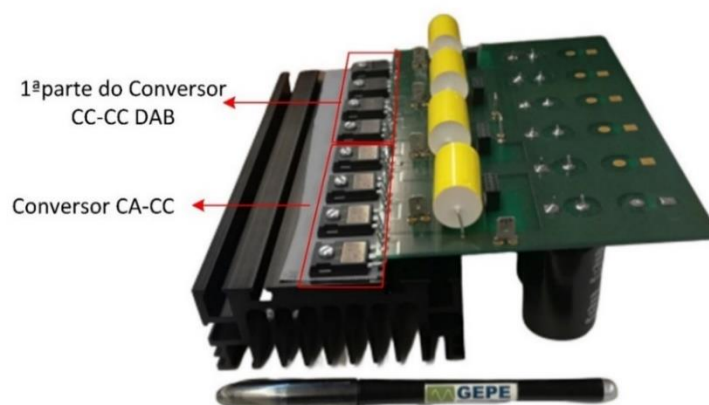


Figura 5.11- Primeira placa de potência desenvolvida.

É possível observar os semicondutores, os condensadores de desacoplamento, o primeiro barramento CC. Esta placa contém conectores onde se será encaixada a placa de *driver*. A outra placa de potência desenvolvida contém o outro conversor full-bridge que forma conversor CC- CC bidirecional isolado e inclui também o conversor CC-CA *full-bridge*. Na figura 5.12 é apresentada a placa desenvolvida. Nesta placa, contém o segundo barramento CC. também estão introduzidos os condensadores de desacoplamento, tal como os conetores para o encaixe com a placa de *driver*. Em ambas as placas de potência desenvolvidas é possível observar a existência de uns conectores cinzentos denominados linguetas para fazer a ligação entre as duas placas, que será feito através do transformador de alta frequência, sendo também utilizados para a ligação dos sensores para a medição de valores de tensão e corrente.

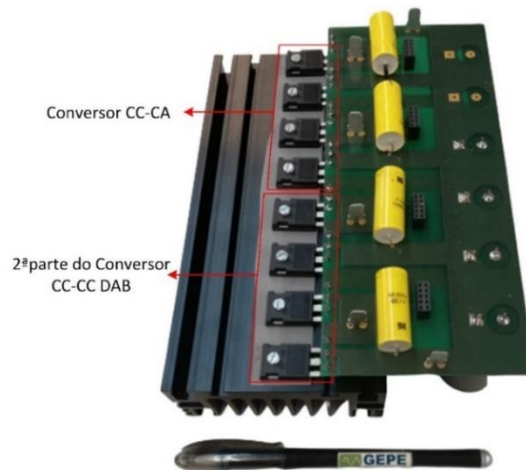


Figura 5.12- Segunda placa de potência desenvolvida.

5.7 Integração do Sistema

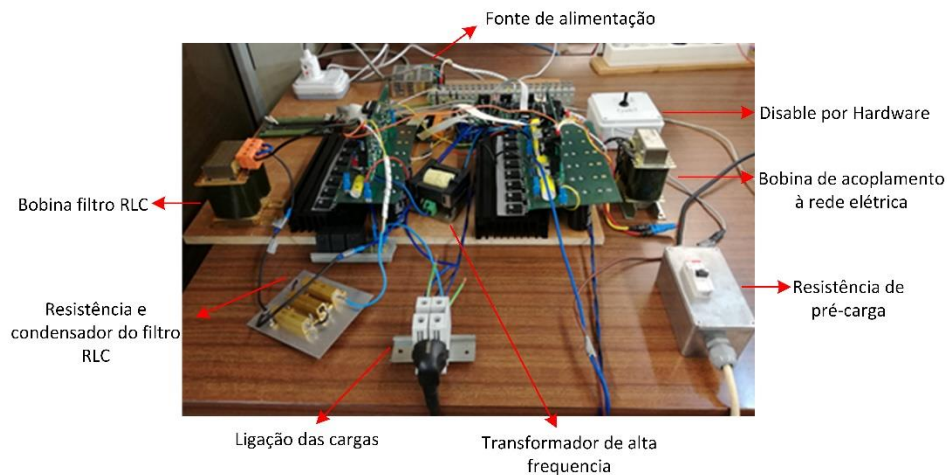
Como referido na secção anterior, as placas de *driver* encaixam nas placas de potência desenvolvidas. Na figura 5.13 está representado a conexão da placa de driver com a placa de potência. São usados conectores para a ligação das duas placas.



Figura 5.13-Placa de potência e placa de driver.

Na figura 5.14 encontra-se representada a fotografia do sistema total. Nesta figura encontram-se todas as placas desenvolvidas e também a DSP utilizada, tal como a placa de suporte desenvolvida pelo GEPE e a placa TMDSDOCK28335, além de todas as ligações entre as placas para o funcionamento correto do SST. Também é visível os elementos passivos necessários como a bobina de acoplamento à rede elétrica e a bobina, resistência e condensador do filtro RLC do conversor CC-CA, bem como a resistência de pré-carga do barramento CC do conversor CA-CC e também o transformador de alta

frequência, que é o elemento de ligação entre as duas placas de potência. Encontra-se também representado uma caixa para efetuar o *disable* por hardware para complementar o *disable* por software anteriormente explicado. Também está representado a fonte de alimentação, que alimenta os circuitos de driver, a placa dos sensores e a placa de condicionamento do sinal e a DSP e está também visível um interruptor para desligar a fonte de alimentação. Por fim encontra-se representado uns conectores para efetuar a ligação das cargas.



(a)



(b)

Figura 5.14- Fotografia da integração do sistema total : a) Vista de lado; b) Vista de cima.

5.8 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado todos os elementos necessários para o desenvolvimento do sistema de potência. Inicialmente, foi abordado o MOSFET utilizado, abordando também o circuito de proteção de *gate* utilizado. Posteriormente foi abordado, o conversor CA-CC *full-bridge*, abordando o barramento

CC utilizado, descrevendo o condensador utilizado para o efeito. Foi também abordado a bobina de acoplamento à rede elétrica.

Relativamente ao conversor DAB, foi abordado o dimensionamento do transformador de alta frequência descrevendo os passos para o seu dimensionamento, sendo exibidos os parâmetros do transformador obtidos com recurso a uma ponte RLC.

De seguida foi abordado o conversor CC-CA *full-bridge*, sendo abordado o barramento CC e também a descrição do filtro LC, referindo a inclusão da resistência de amortecimento.

Por fim é representado as placas desenvolvidas, sendo apresentado a integração do sistema de controlo com o sistema de potência mostrando fotos do SST.

Capítulo 6

Resultados Experimentais

do *Solid-State Transformer*

6.1 Introdução

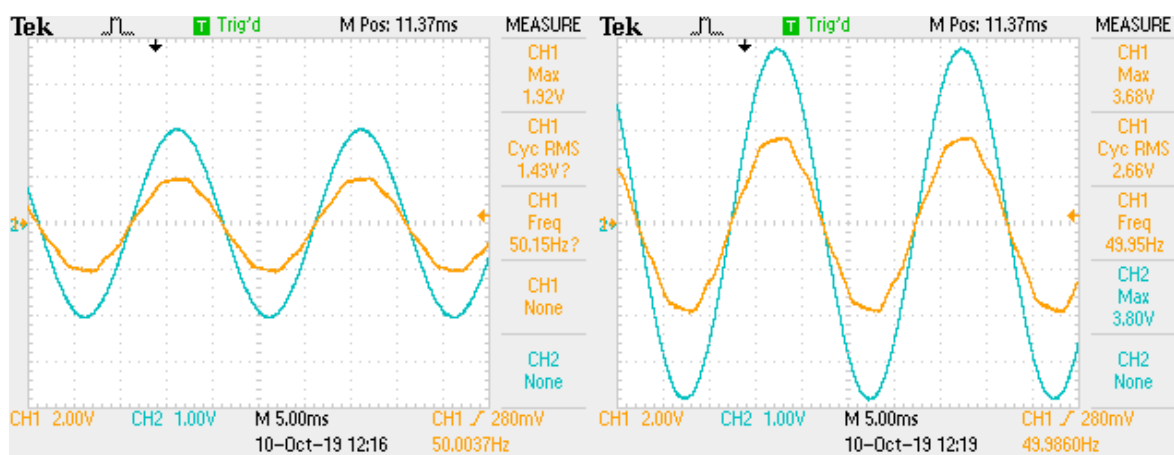
Neste capítulo serão apresentados e analisados os resultados experimentais obtidos. Inicialmente, são exibidos os resultados experimentais do funcionamento de cada conversor de uma forma isolada. São apresentados os resultados da sincronização com a rede elétrica, do controlo de corrente, da regulação do barramento CC e da teoria FBD, do controlo do DAB e também do controlo de tensão do conversor CC-CA. Posteriormente, são exibidos os resultados obtidos para o funcionamento do SST.

É importante referir que para garantir a segurança e também para garantir que hardware desenvolvido não se danificasse, foram utilizados níveis de tensão e corrente inferiores aos valores nominais.

6.2 Resultados da Sincronização com a Rede Elétrica

Inicialmente, foi testado a PLL, para conhecer o seu desempenho. Para este teste é necessário apenas um sensor de tensão e uma placa de DAC (*digital to analogue converter*) para visualizar a PLL gerada na DSP e a também a tensão na rede elétrica. Na figura 6.1 é possível observar a tensão na rede e a PLL gerada. Foi testado o funcionamento da PLL para uma tensão de 50 V RMS e 100 V RMS. A onda azul representa a PLL e a onda laranja representa a carga. A escala da PLL é diferente para uma melhor visualização.

A saída do DAC pode variar de -5V a 5V. Para colocar a tensão na rede elétrica nestes limites, colocou-se que 1V na saída do canal de DAC equivale a cerca de 36,82 V na tensão na rede. Analisando a figura 6.1 é comprovado o funcionamento do algoritmo de PLL implementado. É possível observar que é sintetizado um sinal de PLL sinusoidal a partir de uma tensão na rede distorcida, estando em fase com a tensão da rede.



(a)

(b)

Figura 6.1-PLL gerada e tensão na rede elétrica: (a) Tensão na rede 50 V RMS; (b) Tensão na rede 100 V RMS.

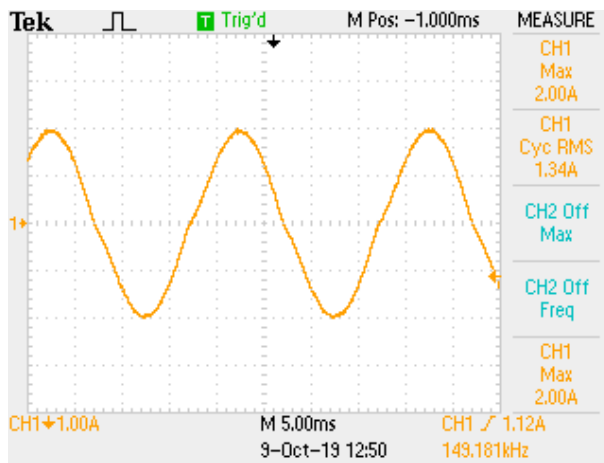
6.3 Resultados do Conversor CA-CC bidirecional

Para os resultados dos conversores CA-CC, inicialmente procedeu-se a testar o controlo preditivo de corrente, testando para diferentes situações e para valores de corrente diferente. Depois procedeu-se a regulação do barramento CC, aplicando a teoria FBD para cálculo do sinal de referência da corrente, para analisar o funcionamento deste conversor.

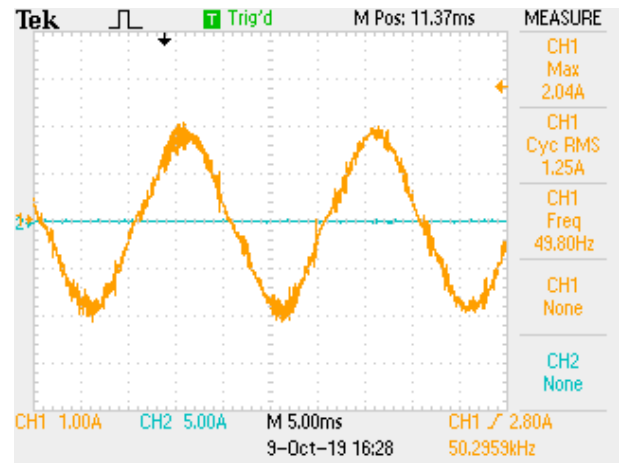
6.3.1 Controlo de Corrente

Inicialmente foi testado o controlo da corrente, e como já referido anteriormente foi utilizado o controlo preditivo. Numa primeira fase foi testado o controlo de corrente com uma carga resistiva, tendo o valor de 52Ω , sendo que neste primeiro teste, o conversor não foi ligado à rede elétrica. Este teste consistia em ligar o barramento CC a uma fonte de alimentação CC e controlar a corrente da resistência. Na figura 6.2, encontra-se representado vários resultados para diferentes tensões no barramento CC e diferentes correntes de referência.

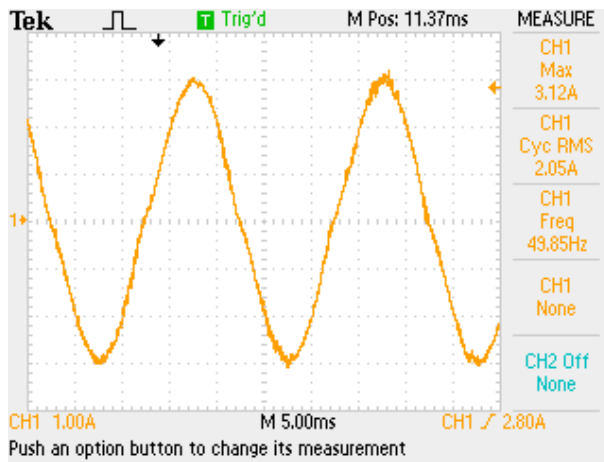
Para a figura 6.2 (a), (b) a corrente de referência tem um valor de pico de 2 A, e para figura 6.2 (c), (d) a corrente de referência tem um valor de pico de 3 A. Analisando a figura (6.2) observa-se que a corrente na carga segue a referência



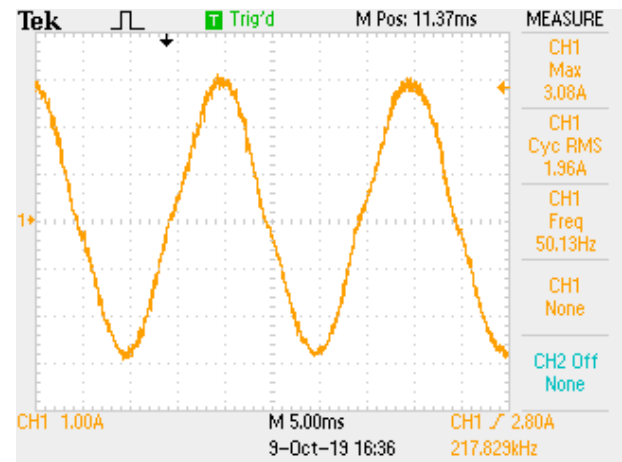
(a)



(b)



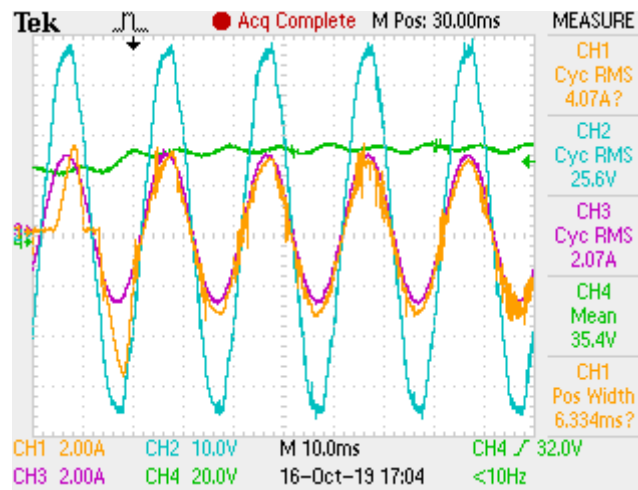
(c)



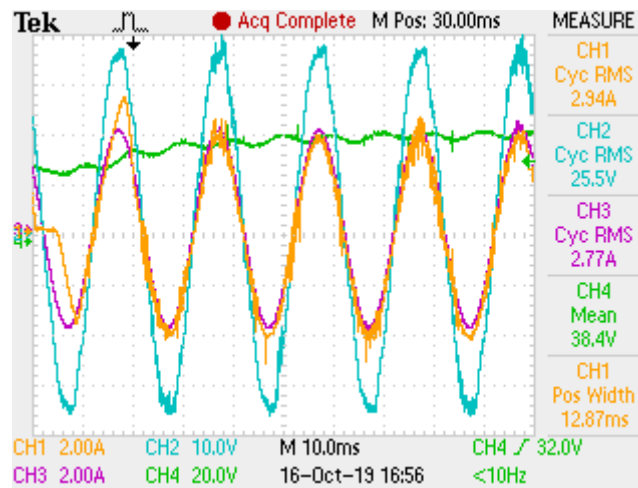
(d)

Figura 6.2- Corrente sintetizada através do controlo preditivo quando: (a) $V_{cc1} = 30 \text{ V}$; (b) $V_{cc1} = 40 \text{ V}$; (c) $V_{cc1} = 50 \text{ V}$; (d) $V_{cc1} = 60 \text{ V}$.

De seguida foi testado, o controlo de corrente quando se conecta à rede elétrica. Para a ligação da rede elétrica foi utilizado um transformador para isolar e reduzir a tensão para 25 V RMS. Para este teste foi utilizado uma carga resistiva com $R=26\Omega$. Para este teste foi aplicado uma corrente de referência de 3 A de pico e de 4 A de pico, estando visível os resultados na figura 6.3. Nesta figura encontra-se representado a tensão da rede a azul, a tensão no barramento CC está representa a verde, a corrente sintetizada encontra-se representada a laranja e a respetiva corrente de referência está representada a laranja.



(a)



(b)

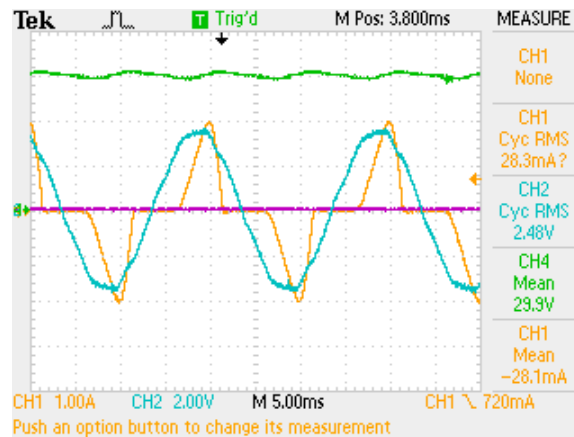
 Figura 6.3-Controlo de corrente preditivo: (a) $i_{ref}=3$ A pico; (b) $i_{ref}=4$ A de pico.

Analisando a figura 6.3, comprava-se que a corrente segue o valor de referência, tendo a corrente controlada um pequeno offset. A corrente está em fase com a tensão da rede, comprovando assim o seu funcionamento. A tensão no barramento CC, não é controlado diretamente, tendo o valor necessário para a corrente de referência utilizada.

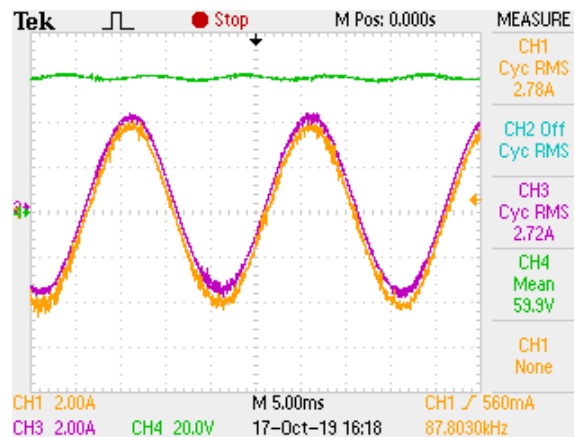
6.3.2 Regulação Barramento CC e Teoria FBD

Depois de testado o funcionamento do controlo preditivo de corrente, foi testado a regulação do barramento CC. Para este teste foi utilizado uma carga resistiva de 52Ω , e assim simular o comportamento de uma carga resistiva com um filtro capacitivo, sendo este tipo de carga não linear mais comum. Além da regulação do barramento CC, também foi aplicado a teoria FBD para gerar a

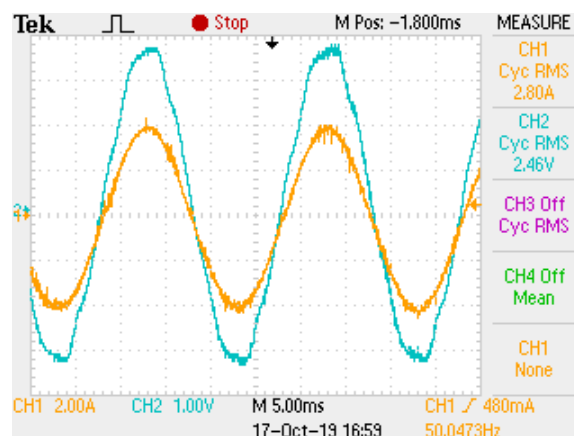
corrente de referência na rede elétrica. Foi definida uma tensão de 60V para a tensão no barramento CC. Na figura seguinte encontra-se os resultados obtidos para a corrente de referência.



(a)



(b)



(c)

Figura 6.4-Regulação barramento CC e teoria FBD: (a) Corrente rede elétrica sem controle ; (b) Tensão Barramento CC e corrente na rede e corrente de referência ; (c) Corrente e Tensão na rede elétrica.

Na figura 6.4 (a) encontra-se representado a corrente na rede elétrica, quando o controlo está desligado, observando uma forma de onda característica de uma carga não linear. Na figura 6.4 (b) é observado que a tensão no barramento CC tem o valor de 60 V, verificando o funcionamento da regulação, verificando também que a corrente na rede elétrica é sinusoidal e fase com a tensão na rede elétrica, como é possível comprovar na figura 6.4 (c). Com esta figura, é comprovada o funcionamento do conversor CA-CC *full-bridge*. De seguida, foi alterado o valor da referência de tensão passando a ter um valor de 80 V, estando o resultado obtido representado na figura 6.5.

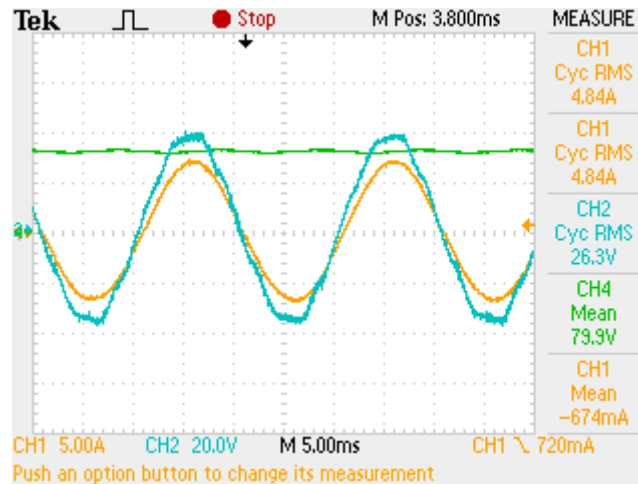


Figura 6.5- Funcionamento da regulação do barramento CC para 80 V.

É possível constatar na figura 6.5 que a tensão no barramento é regulada para os 80 V, e a corrente na rede elétrica é sinusoidal e em fase com a tensão, comprovando assim o controlo do conversor CA-CC para diferentes valores de tensão do barramento CC.

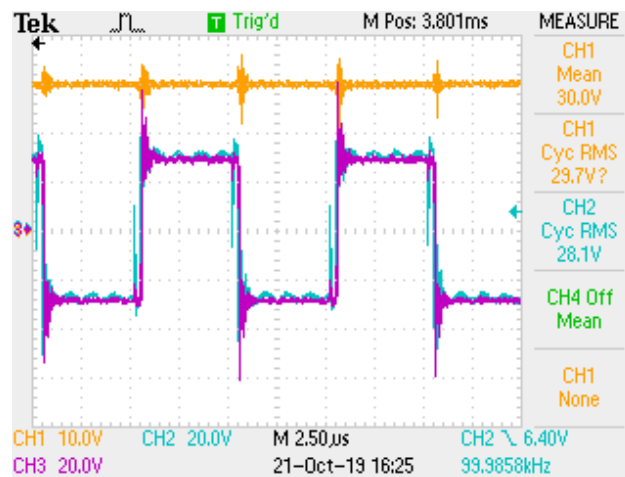
6.4 Resultados Conversor CC-CC *Dual Active Bridge*

Para o conversor CC-CC bidirecional isolado utilizando a topologia DAB, foi inicialmente retirado e analisado resultados experimentais em malha aberta e depois de verificar o funcionamento em malha fechada para diferentes valores de tensão na saída do DAB e assim validar o controlo *phase shift* aplicado a este conversor.

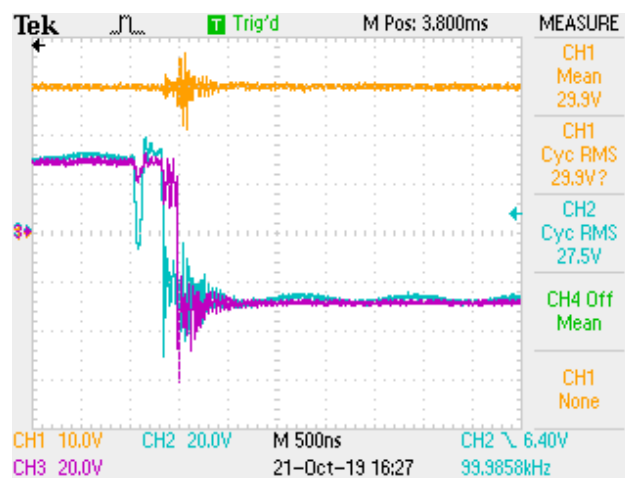
6.4.1 Regulação barramento CC malha aberta

De seguida foi testado o funcionamento do conversor CC-CC. Como já referido anteriormente foi utilizada a topologia DAB para este conversor usando a técnica SPS para controlo do conversor. O objetivo do controlo é a regulação de uma tensão constante na saída do DAB. Para o teste do conversor de forma individual, foi colocado uma fonte CC no lado do DAB onde a energia é transferida. Foi

utilizada uma carga resistiva de $26\ \Omega$. Inicialmente foi efetuado o controlo em malha aberta, que consistia em variar o ângulo de defasamento entre as tensões dos enrolamentos do transformador de alta frequência para que tensão na saída estivesse com o valor de referência foi definido inicialmente uma referência de tensão de 30 V. Na figura 6.6 estão representadas a tensão no barramento, tal como as tensões aos terminais do transformador. Para regular a tensão para os 30 V foi definido um ângulo de 17° . A tensão no barramento CC está representada a laranja e a tensão no enrolamento primário e secundário encontram-se representados a azul e roxo respetivamente. Na figura 6.6 (b) encontra-se ampliada a escala de tempo para observar melhor o defasamento entre os enrolamentos do transformador de alta frequência é observado que as tensões nos enrolamentos são ondas quadradas com uma frequência de 100 kHz. Observa-se que as tensões nos enrolamentos têm picos de tensão.



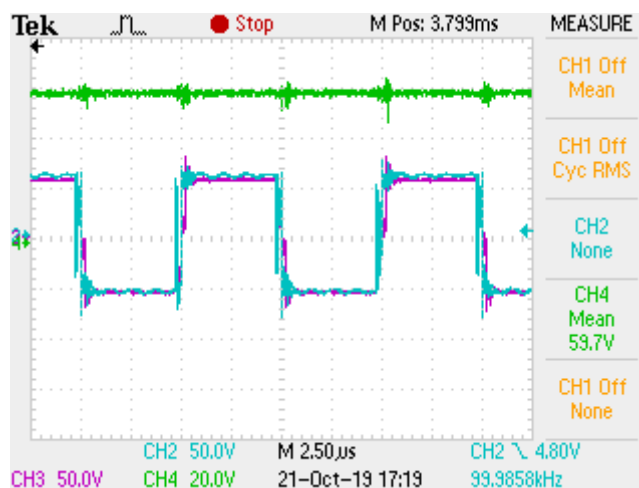
(a)



(b)

Figura 6.6- Funcionamento DAB em malha aberta para 30 V : (a) Tensão barramento CC e Tensões nos enrolamentos do transformador ; (b) Tensões nos enrolamentos do transformador com escala de tempo ampliada.

De seguida, foi aumentado o valor de referência de tensão para 60 V, estando os resultados obtidos, representados na figura 6.7 (a). Para regular a 60V, foi definido em malha aberta um ângulo de desfasamento de 18° entre os dois enrolamentos.



(a)

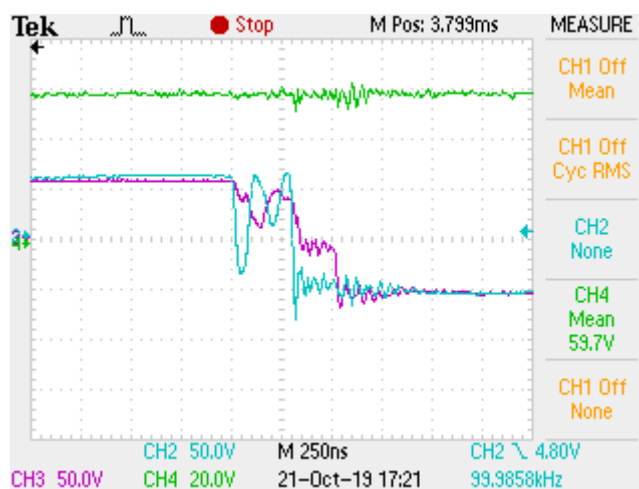


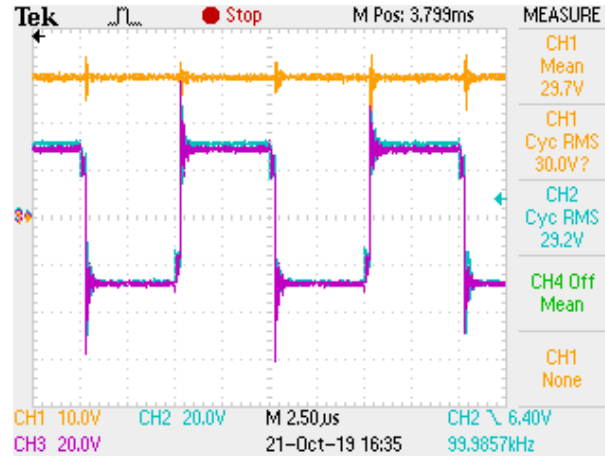
Figura 6.7- Funcionamento DAB em malha aberta para 60 V : (a) Tensão barramento CC e Tensões nos enrolamentos do transformador ; (b) Tensões nos enrolamentos do transformador com a escala de tempo ampliada.

6.4.2 Regulação barramento CC malha fechada

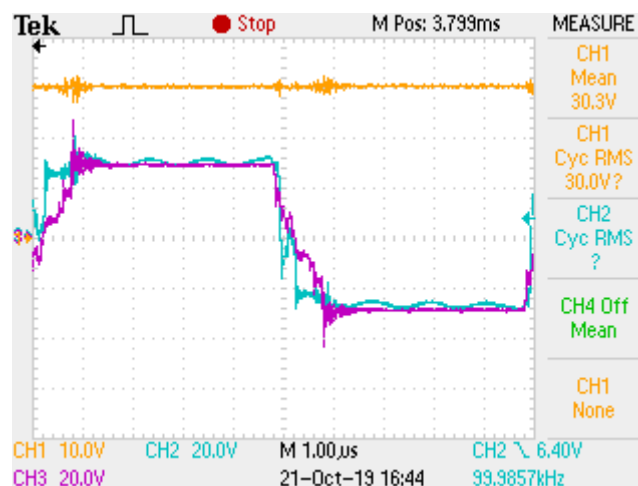
Depois do teste em malha aberta foi testado em malha fechada. Tal como o teste em malha aberta, foi colocada uma fonte CC no lado do DAB onde a energia é transferida

Foi aplicado o controlo PI para gerar o ângulo de desfasamento, para depois ser aplicada a técnica SPS. Para o primeiro teste em malha fechada, foi utilizada uma referência de 30 V, sendo utilizada a mesma carga que os resultados em malha aberta. Na figura 6.8, estão representados os resultados

obtidos. Observando a figura 6.8 (a), observa-se que o controlo aplicado no DAB está a funcionar, conseguindo regular a tensão para o valor pretendido. Na figura 6.8 (b), encontra-se ampliada a escala de tempo, para uma melhor visualização do desfaseamento entre as tensões aos terminais do transformador.



(a)



(b)

Figura 6.8- Funcionamento do DAB em malha fechada para 30 V ; (a) Tensão barramento CC e Tensões nos enrolamentos do transformador ; (b) Tensões nos enrolamentos do transformador com escala de tempo ampliada.

De seguida, foi colocada uma referência de tensão de 60 V. Na figura 6.9, encontra-se os resultados obtidos para uma tensão no barramento CC de 60 V. Além da tensão no barramento e das tensões aos terminais do transformador também se encontra representado a corrente no lado primário do transformador. Observa-se que a tensão no barramento CC, tem o valor desejado e que a corrente tem o comportamento esperado, validando assim o controlo aplicada a este conversor.

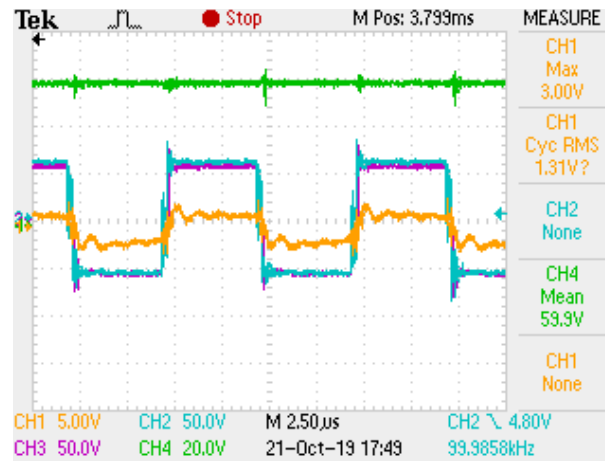


Figura 6.9-Funcionamento DAB malha fechada para 60 V.

6.5 Resultados do Conversor CC-CA bidirecional

Depois de testados os dois conversores anteriores, foi testado de uma forma individual o conversor CC-CA. Apesar de nas simulações no PSIM o controlo preditivo de tensão ter um bom funcionamento, os resultados obtidos não eram os desejados. Na figura seguinte é possível observar os resultados obtidos do controlo preditivo de tensão, quando alimenta uma carga resistiva de 26 Ω.

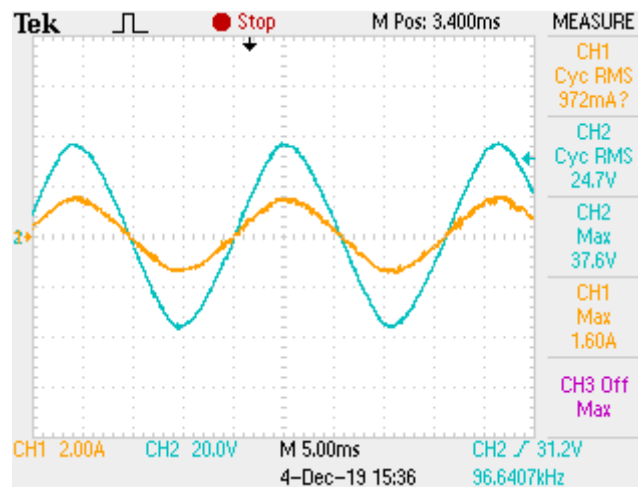


Figura 6.10-Tensão e corrente na saída do conversor CC-CA para uma carga resistiva, recorrendo ao controlo preditivo de tensão

Para o controlo de tensão utilizou-se a equação (6.1).

$$v_{conv} = v_{ref} - \frac{L_{ca}(i_{lca}[k] - i_{lca}[k-1])}{T_s} \quad (6.1)$$

Para testar este conversor foi utilizada uma fonte de alimentação CC para simular o barramento CC. Foi definida uma tensão de 25 V RMS, como a tensão de referência para a tensão sintetizada pelo conversor., sendo utilizada uma tensão de 60 V para o barramento CC. Inicialmente foi testado o

funcionamento do conversor para uma carga linear, sendo uma carga resistiva onde $R=26\ \Omega$. Na figura seguinte encontra-se os resultados obtidos. Na figura 6.11 encontra-se representado a tensão na carga (azul) e a corrente na carga (laranja).

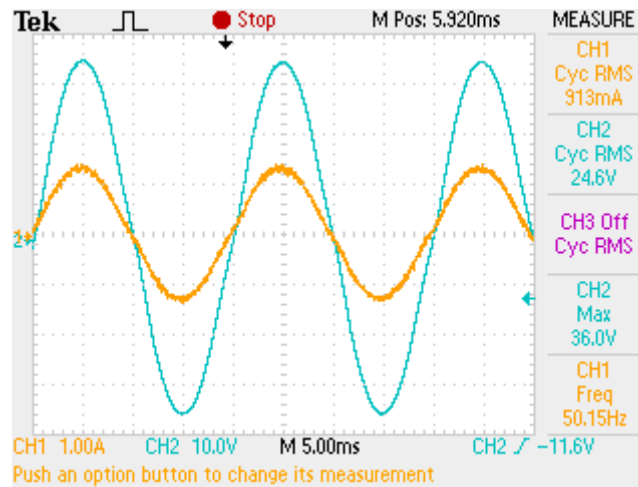


Figura 6.11-Tensão e corrente na saída do conversor CC-CA para uma carga resistiva.

Analisando a figura 6.11, é possível constatar que o controlo aplicado funciona, verificando-se que a tensão na carga, é sinusoidal, tendo o valor pretendido. Como é uma carga puramente resistiva, a corrente está em fase com a tensão. Comparando com o controlo preditivo utilizado nas simulações e representado na figura 6.10 este controlo apresenta melhores resultados, sendo este controlo escolhido para ser aplicado nos testes práticos.

De seguida foi testado o funcionamento do controlo para uma carga RL, onde $R=26\ \Omega$ e $L=50\text{ mH}$, estando o resultado obtido na figura 6.12.

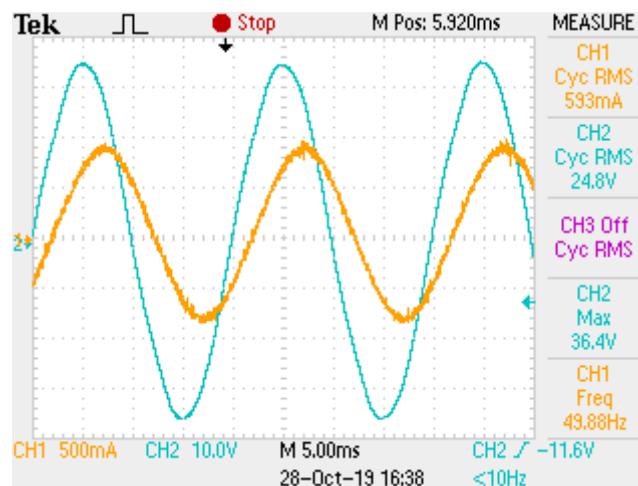


Figura 6.12-Tensão e corrente na saída do conversor CC-CA para uma carga RL.

Analisando a figura 6.12, observa-se que a tensão é sinusoidal, tendo o valor pretendido. A corrente está atrasada em relação a tensão, pois trata-se de uma carga RL.

Depois de verificado o funcionamento do conversor CC-CA para cargas lineares, foi testado o seu comportamento para cargas não lineares. A carga não linear escolhida é um retificador com filtro capacitivo alimentando uma carga resistiva, tendo o condensador um valor de $470\ \mu\text{F}$ e a carga resistiva um valor de $56\ \Omega$. Na figura 6.13 encontra-se representado os resultados obtidos.

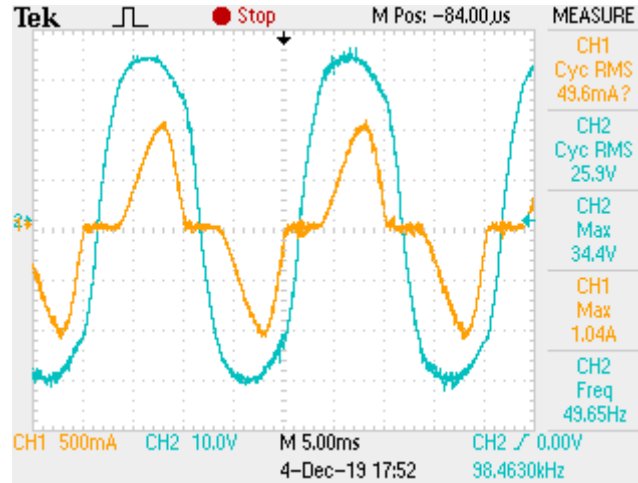
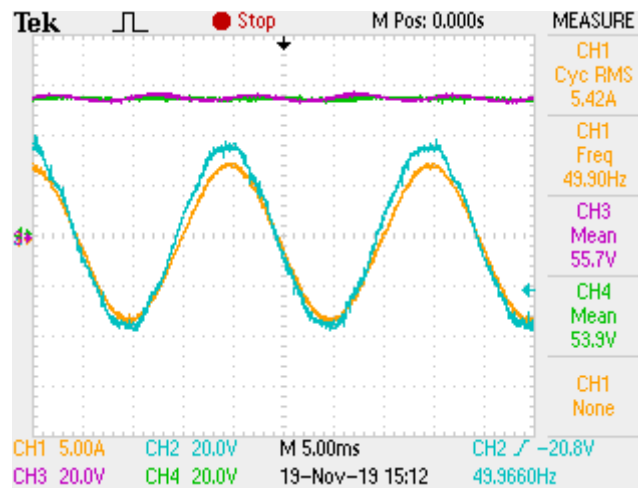


Figura 6.13-Tensão e corrente na saída do conversor CC-CA para uma carga não linear

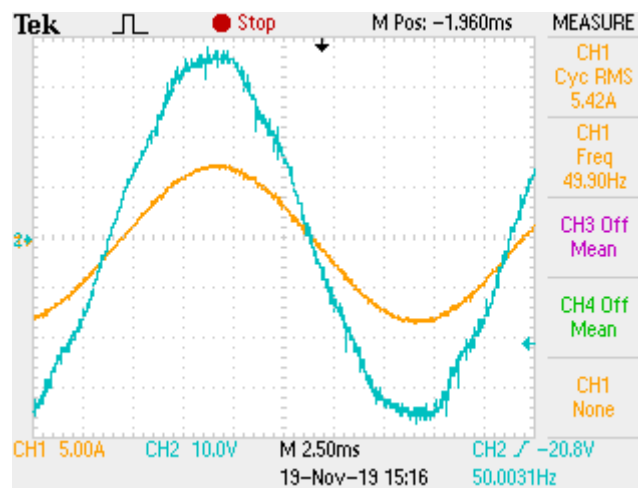
Os resultados obtidos não corresponde totalmente ao pretendido, pois observa-se que a tensão produzida apesar de ter os valores pretendidos, não é uma tensão puramente sinusoidal como obtido para cargas lineares.

6.6 Resultados do SST

Depois de testar e registar os resultados obtidos para cada conversor que constitui o SST de uma forma individual, para assim validar as técnicas de controlo aplicadas a cada conversor, procedeu-se a integração de todos os conversores para testar o funcionamento do SST. Antes de testar o SST, foi testado o conversor CA-CC e o conversor CC-CC bidirecional isolado. Foi colocado uma carga resistiva na saída do DAB, com um valor de $26\ \Omega$. Para este teste, é preciso regular os dois barramentos CC, sendo definido para ambos um valor de $60\ \text{V}$ para a tensão de referência. Na figura 6.14, é observado os resultados obtidos. A tensão no barramento CC do retificador está representada a roxo, a tensão no barramento CC do DAB, que é a tensão aplicada a carga está representado a verde. A tensão e a corrente na rede elétrica estão representadas a azul e a laranja respetivamente.



(a)



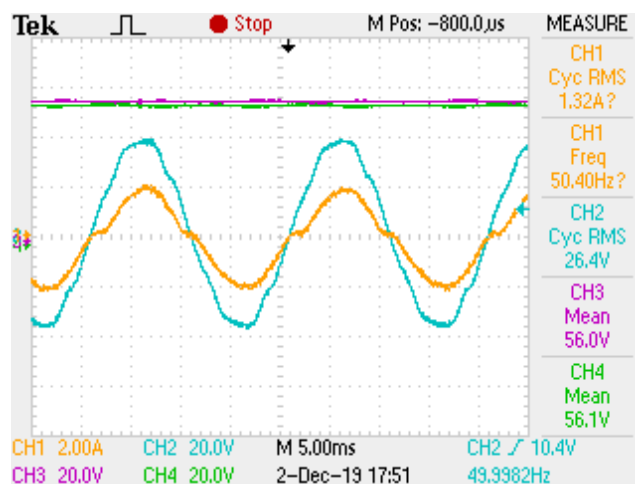
(b)

Figura 6.14-Funcionamento retificador ativo e DAB: (a) Tensão e corrente na rede elétrica e Tensões nos barramentos CC ; (b) Tensão e corrente na rede elétrica.

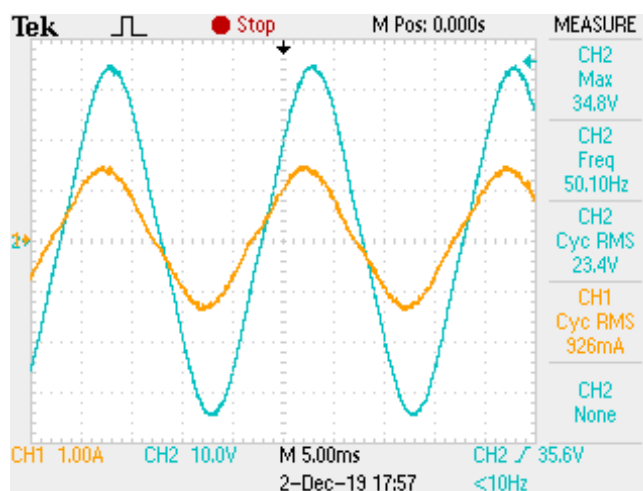
Pela figura 6.14 (a), é possível observar que as tensões nos barramentos CC estão perto do valor pretendido. A corrente na rede elétrica é sinusoidal e em fase com a tensão na rede elétrica, apesar de tensão um ligeiro desfasamento que é possível observar na figura 6.14 (b). Com estes resultados, comprova-se o funcionamento destes dois conversores a funcionar em simultâneo.

De seguida, procedeu-se a integração de todos os conversores, para testar o funcionamento do SST. Utilizou-se um transformador para isolar a rede elétrica do SST e para transformar a tensão de 230 V RMS para 25 V RMS. Para o primeiro teste foi utilizado uma carga resistiva com o valor de 26 Ω . Foi definido uma referência de tensão de 60 V para a tensão nos dois barramentos CC. Para a tensão na carga, foi definida uma tensão de 25 V RMS. Na figura 6.15 encontra-se os resultados obtidos. Na figura 6.15 (a) encontra-se representado a corrente na rede elétrica a laranja e a azul encontra-se

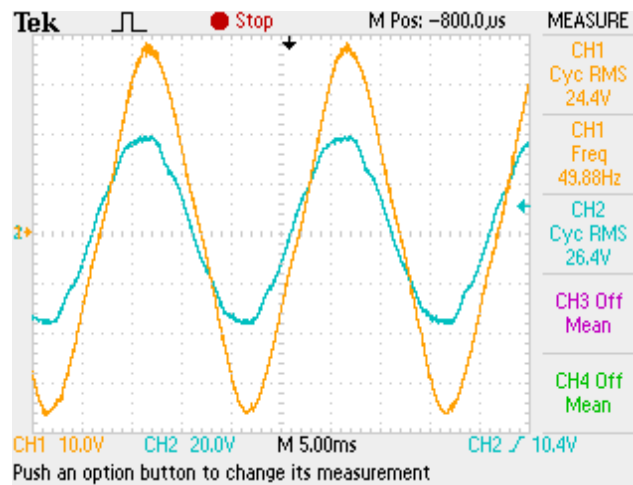
representado a tensão na rede elétrica. A tensão no barramento CC do retificador está representada a roxo e a tensão no barramento CC do DAB está representada a verde. Na figura 6.15 (b) está representado a laranja e a azul, a corrente e a tensão na carga respetivamente. Na figura 6.15(c), está representado a tensão na rede a tensão aplicada a carga, representadas a azul e laranja respetivamente.



(a)



(b)

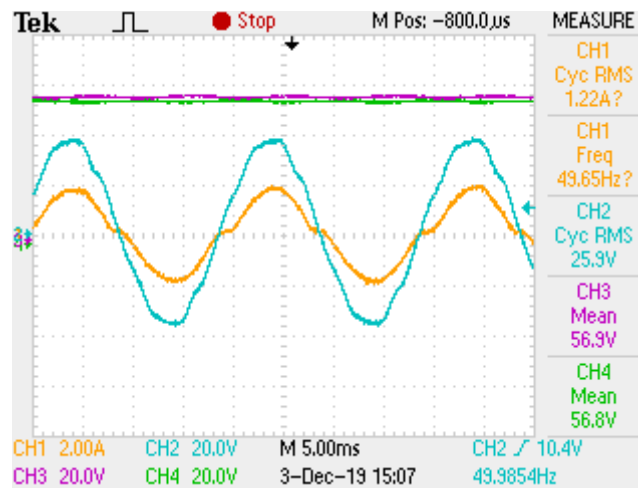


(c)

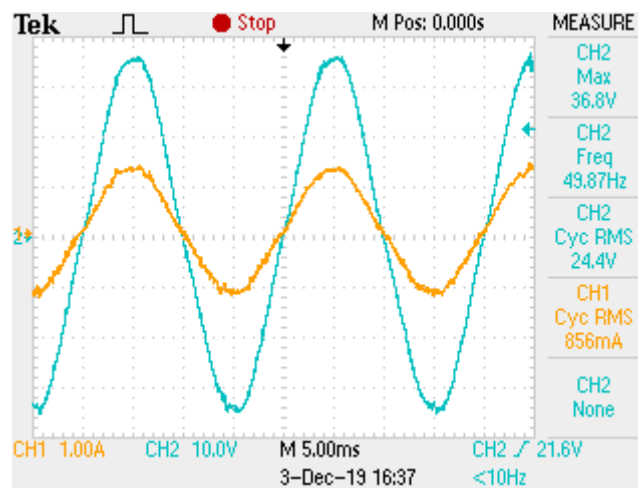
Figura 6.15-Funcionamento do SST para uma carga resistiva: (a) Tensão e corrente na rede elétrica e Tensões no barramento CC ; (b) Tensão e corrente na carga ; (c) Tensão na rede elétrica e carga.

Analisando a figura 6.15 (a), é possível observar que a corrente na elétrica é sinusoidal, apresentado uma ligeira distorção, nas passagens por zero. A corrente na rede elétrica encontra-se em fase com a tensão na rede elétrica. As tensões nos dois barramentos CC, tem valores perto do valor definido de 60 V. Na figura 6.15 (b) observa-se que a tensão na carga está em fase com a corrente, pois é uma carga resistiva. Comparando a tensão na rede elétrica, com a tensão na carga, observa-se que a tensão na rede elétrica apresenta distorção harmónica, não sendo puramente sinusoidal, e que a tensão na carga é puramente sinusoidal, corrigindo assim o problema da distorção harmónica da tensão, sendo observado as duas tensões na figura 6.15 (c). Na figura 6.15 (c) denota-se o facto de as duas tensões apresentarem um pequeno desfasamento entre elas de cerca de 1 ms.

Depois de efetuado o teste com uma carga resistiva, procedeu-se os testes do funcionamento do SST, agora para uma carga RL. A carga é constituída por um $R=26\ \Omega$ e $L=14,5\text{ mH}$. Tal como para o teste com uma carga resistiva, foi uma tensão de referência de 60 V para as tensões nos barramentos CC, sendo definido também um valor de 25 V RMS para a tensão aplicada à carga. A tensão na rede elétrica tem um valor de 25 V RMS. Na figura 6.16 encontram-se os resultados obtidos para o funcionamento do SST para uma carga RL. Tal como a figura 6.15 (a) e 6.15 (b), as figuras 6.16 (a) e 6.16 (b) representam as mesmas variáveis.



(a)



(b)

Figura 6.16-Funcionamento do SST para uma carga RL: (a) Tensão e corrente na rede elétrica e Tensões no barramento CC ; (b) Tensão e corrente na carga;

Pela figura 6.16(a), é observado que a corrente na rede elétrica é sinusoidal, estando em fase com a tensão na rede elétrica, verificando-se o mesmo problema obtido para o teste com uma carga resistiva. As tensões nos barramentos CC, apresentam valores ligeiramente inferiores aos 60 V da tensão de referência. Com recurso à figura 6.16 (b), observa-se que a tensão na carga é sinusoidal e comparando com a tensão na rede elétrica, uma menor distorção harmónica. Na corrente da carga tanto para o funcionamento do SST para uma carga resistiva e uma RL, a corrente está ligeiramente adiantada em relação a tensão na carga, o que para este tipo de cargas não é o que se verifica na realidade denotando um erro de leitura da pinça de corrente ou do osciloscópio que provocou um desfasamento errado entre a corrente e a tensão, sendo que o objetivo do controlo era controlar a tensão, o que foi validado.

Depois de comprovar o funcionamento do SST para cargas lineares, o passo seguinte era o teste para cargas não lineares. Infelizmente ao realizar este teste, um dos semicondutores deixou de funcionar e devido a não haver mais deste tipo de semicondutores no laboratório, não foi possível retirar resultados do SST a funcionar para cargas não lineares e assim testar a compensação de harmónicos de corrente da rede elétrica, bem como testes para cargas lineares que consomem mais corrente, e assim testar o funcionamento para níveis de potência mais elevados.

6.7 Conclusão

Neste capítulo, foram apresentados os resultados experimentais do sistema desenvolvido. Inicialmente, foi apresentado os resultados para cada conversor, funcionando de uma forma individual. Para o conversor CA-CC, foram apresentados os resultados do sistema de sincronização da rede elétrica, do controlo de corrente, da regulação do barramento CC e do funcionamento da teoria FBD, verificando-se o correto funcionamento de todas as funcionalidades. De seguida foi abordado o conversor CC-CC bidirecional isolado, onde inicialmente foi mostrado os resultados em malha aberta, onde era mudado o ângulo de desfasamento entre as duas pontes de forma manual. Posteriormente, foram mostrados os resultados em malha fechada, comprovando o funcionamento da técnica SPS. Relativamente ao conversor CC-CA, foi apresentado os resultados para uma carga resistiva, uma carga constituída por uma resistência e uma indutância e para uma carga não linear. Foi referido o facto de o controlo preditivo de tensão não funcionar como pretendido na prática, apresentando um novo controlo de tensão usado para os resultados experimentais.

Por fim, foi apresentado os resultados do SST, integrando os conversores, sendo executados testes para cargas lineares para validar o funcionamento do protótipo desenvolvido e foi explicado o motivo por não ter sido possível testar o SST para cargas não lineares.

Capítulo 7

Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro

7.1 Conclusões

Nesta dissertação foi desenvolvido um protótipo de um SST monofásico para aplicações residenciais com o objetivo de conectar a rede elétrica as cargas, de mitigar problemas de qualidade de energia elétrica, como a distorção harmónica da corrente e da tensão e o fator de potência.

No primeiro capítulo foi apresentado a evolução da rede elétrica, verificando as mudanças como a energia elétrica é produzida e distribuída, dando maior importância as energias renováveis, sendo abordado os sistemas de microgeração. Foi introduzido o conceito de *smart grid*, abordando as suas características, bem como as suas vantagens e desvantagens. Foram descritos os problemas de qualidade de energia elétrica, dando maior ênfase a fator de potência e a distorção harmónica, descrevendo os problemas que causam e as soluções existentes atualmente. Por fim foi apresentado o SST explicando as suas funcionalidades, referindo onde pode ser aplicado.

No capítulo 2 foi feito um estado de arte sobre o SST, referindo as topologias existentes e as funcionalidades que cada uma dessas topologias permite realizar. Foi feito um levantamento de diferentes tipos de semicondutores existentes, referindo as suas vantagens e desvantagens. Foram apresentadas as topologias para os conversores que constituem um SST, referindo as topologias mais comum usadas em SSTs, começando por o conversor CA-CC bidirecional. Para este conversor foram descritas as topologias *full-bridge*, *half bridge*, *neutral point clamped*, *flyng capacitor* e *cascade H-Bridge*. De seguida foi abordado os conversores CC-CC bidirecionais isolados, descrevendo as topologias *dual half-bridge*, *full half bridge*, *dual active bridge* e *quadruple active bridge*. Posteriormente, foi abordado o conversor CC-CA bidirecional descrevendo as topologias, *half bridge*, *full bridge*, *diode clamped* e *cascade H-bridge*. Depois de descritas as diferentes topologias para os conversores, foi abordado as estratégias de controlo dos conversores. Relativamente aos conversores CA-CC foi descrita a teoria de controlo FBD e foi descritas técnicas de controlo de corrente, *periodic sampling*, controlo PI e o controlo preditivo de corrente. Para o conversor CC-CC bidirecional isolado, foram descritas a modulação PWM e a modulação *phase shift*, explicando as diferenças entre essas

técnicas. Relativamente a modulação *Phase Shift*, foram descritas as técnicas *single phase shift*, *extended single phase shift* e *dual phase shift*, explicitando as diferenças entre as técnicas. Por fim, foi abordado para o controlo do conversor CC-CA, o controlo preditivo de tensão. Foi explicitado a modulação SPWM, referindo a modulação SPWM bipolar e unipolar, referindo as diferenças entre elas.

No terceiro capítulo são apresentados os resultados de simulação em PSIM. Inicialmente são apresentados os resultados para cada conversor a funcionar de forma individual. Para o conversor CA-CC *full bridge*, foi simulado a sincronização com a rede elétrica, onde foi implementado a algoritmo PLL, foi simulado o controlo de corrente, *periodic sampling*, controlo PI e o controlo preditivo de corrente, verificando que o controlo preditivo apresenta os melhores resultados. Foi simulado o funcionamento da regulação do barramento CC, analisando as diferentes etapas da regulação, e também a teoria FBD. Foi testado também a resposta dinâmica do conversor, ou seja, quando se liga cargas ao longo do tempo para testar o comportamento do controlo. De seguida foi simulado o conversor CC-CC bidirecional isolado, utilizando a topologia DAB. Para este conversor, foi inicialmente simulado a modulação PWM, sendo posteriormente simulado a técnica SPS, que apresenta uma melhor resposta dinâmica. Aplicando a técnica SPS foi analisado os resultados, analisando também a resposta dinâmica. A seguir, foi simulado o conversor CC-CA *full-bridge*, onde inicialmente foi comparada a modulação SPWM bipolar e unipolar. Posteriormente foi simulado o funcionamento do controlo preditivo de tensão para cargas lineares e não lineares, analisando o regime transitório do sistema. Por fim, foi simulado a integração de todos os conversores, para assim formar o SST. Por fim foi testado a integração de todos os conversores referidos, formando assim o SST, apresentando os resultados de simulação. Foi apresentado os resultados para cargas lineares e não lineares, testando e analisando o regime permanente bem o regime transitório do sistema.

O sistema de controlo foi abordado no quarto capítulo. Neste capítulo, foi abordado toda a implementação do sistema de controlo. Foi apresentado o microcontrolador utilizado descrevendo as suas características, apresentado também o fluxograma do sistema implementado. De seguida, foram apresentados os sensores de tensão e corrente. Foi também apresentado o condicionamento de sinal, descrevendo todos os elementos constituintes e o dimensionamento das resistências- Foi abordado o circuito de proteção, explicando a utilização dos componentes. Foi abordado o circuito de *driver*, descrevendo o seu funcionamento. Foram exibidas as PCBs desenvolvidas para os sensores, condicionamento de sinal e circuito de *driver*.

No capítulo 5 foi descrita a implementação do sistema de potência. Neste capítulo foi abordado inicialmente o semiconductor utilizado, sendo escolhido o MOSFET SiC. Foi descrito as suas

características e foi descrito o circuito de proteção de gate do MOSFET. De seguida foi descrito os elementos passivos constituintes do conversor CA-CC, referindo o barramento CC, apresentado o condensador usado para o efeito. Também foi apresentada a bobina de acoplamento à rede elétrica. Relativamente ao conversor CC-CC bidirecional isolado, foi abordado o projeto e dimensionamento do transformador de alta frequência. O dimensionamento do transformador foi realizado para ter perdas totais reduzidas. De seguida abordou-se o conversor CC-CA *full-bridge*, onde foi referido o barramento CC utilizado e foi abordado o filtro LC onde foram apresentados o condensador e a bobina utilizados, e foi referido a introdução da resistência de amortecimento em série com o condensador do filtro LC. Por fim, mostrou-se a integração do sistema de controlo com o sistema de potência.

No capítulo 6, foram apresentados os resultados experimentais do sistema desenvolvido. Numa primeira fase foi apresentado os resultados experimentais para cada conversor a funcionar de uma forma isolada. Para o conversor CA-CC, foram inicialmente apresentados os resultados do sistema de sincronização da rede elétrica, verificando que o sinal de PLL gerado era sinusoidal em fase com a tensão da rede elétrica. Depois foi testado o controlo de corrente, onde inicialmente era dada uma um sinal sinusoidal referência de corrente, e aplicava-se o controlo preditivo, inicialmente ligado a fonte de alimentação CC. Depois foi conectado a rede elétrica através de um transformador e aplicou-se o controlo de corrente preditivo e comprovando em ambos os casos o funcionamento do controlo para diferentes valores do sinal de referência da corrente. Depois procedeu-se a regulação do barramento CC, e utilizou-se a teoria FBD para gerar a referência de corrente consoante a potência para regular o valor da tensão barramento CC para o valor desejado e a potência ativa para a carga. De seguida foram apresentados os resultados do DAB, onde inicialmente foram apresentados os resultados em malha aberta, onde se alterava manualmente o ângulo de desfasamento entre as duas pontes do DAB. Posteriormente, foram mostrados os resultados em malha fechada, onde foi aplicado o controlo PI para o cálculo do ângulo de desfasamento. Os resultados obtidos comprovam o funcionamento da técnica SPS para diferentes valores de tensão. Relativamente ao conversor CC-CA, foi inicialmente verificado que o controlo preditivo de tensão não apresentava os resultados esperados, sendo por isso altera o controlo de tensão e verificando que apresenta melhores resultados que o controlo preditivo. Para cargas lineares o controlo apresentava resultados muitos satisfatórios, mas para cargas não lineares os resultados não foram tão satisfatórios. Depois de testados todos os conversores de uma forma individual, procedeu-se a integração de todos conversores, para tirar resultados experimentais do SST. Foi testado o SST para cargas lineares, verificando o funcionamento do SST. Foi explicado o facto de não ter sido possível testar o funcionamento do SST para cargas não lineares, devido ao facto

de um dos semicondutores deixar de funcionar e não haver mais semicondutores no laboratório do GEPE.

É possível afirmar como conclusão, que esta dissertação envolveu um elevado trabalho ao nível de revisão bibliográfica, pois foram estudados diferentes tipos de conversores e para cada conversor foram estudadas diferentes topologias. Ao nível de revisão bibliográfica, foram também abordadas técnicas de controlo de corrente, teorias de controlo, estratégias de controlo do conversor CC-CC bidirecional isolado e também o controlo do conversor CC-CA bidirecional. Todo o hardware foi desenvolvido de raiz, o que implicou uma pesquisa relativamente a escolha dos sensores, semicondutores, drivers, a pesquisa dos circuitos de instrumentação e dos circuitos de proteção. Posteriormente, foram desenhadas as PCBs, o que permitiu um ganho de experiência no desenvolvimento de placas, desde o desenho das mesmas e processo de soldadura dos componentes. Esta dissertação permitiu um aumento de conhecimentos quer a nível teórico como prático, se sendo que todo o conhecimento adquirido será fundamental para uma melhor entrada no mercado de trabalho. Esta realização envolveu o uso de SiCs, que foram uma inovação, sendo que este tipo de semicondutor nunca tinha sido usado no GEPE.

Com a realização desta dissertação foi possível a validação do modelo de simulação desenvolvido, validando todas as técnicas de controlo aplicadas. Com a realização dos testes experimentais, tornou-se possível verificar o funcionamento de cada conversor a funcionar de forma independente e assim validar a topologia adotada para cada conversor e as técnicas de controlo, exceto para o controlo preditivo de tensão aplicado ao conversor CC-CA que apesar de os resultados obtidos com esse controlo apresentarem resultados satisfatórios, o controlo utilizado nos testes experimentais, apresentava uma melhor performance. Testando o SST, foi validada a topologia implementada, permitindo concluir que esta topologia pode continuar a ser aplicada no futuro. Efetuando os testes para cargas lineares, comprovou-se o funcionamento do SST, verificando-se que a corrente na rede elétrica é sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica, apesar de não ser totalmente sinusoidal devido a uma ligeira distorção que pode se dever a não compensação do *deadtime*. Os valores das tensões nos barramentos, possuem valores perto do valor de referência e a tensão nas cargas apresenta um valor perto do valor de referência e com um reduzido conteúdo harmónico, relativamente à tensão na rede elétrica. Devido à danificação de um dos semicondutores e pela falta de disponibilidade no laboratório e porque essa altura era próxima da data limite, não foi possível o teste para cargas não lineares bem como o melhoramento de resultados.

Com a realização testes práticos, houve a necessidade de alterar a estratégia de controlo de tensão para o conversor CC-CA. A realização dos testes práticos, permitiu conhecer certos problemas que acontecem como o ruído existente, e conhecer técnicas para suprimir esses mesmos problemas de ruído, como interlaçar os fios e a utilização de fios curtos.

7.2 Sugestões de Trabalho Futuro

Apesar de o protótipo do SST, ter apresentado bons resultados, existe a possibilidade de melhoramento do desempenho do sistema. As sugestões para um trabalho futuro são as seguintes:

- Realização de testes com valores de tensão e corrente superiores até atingir os valores nominais;
- Melhoramento do controlo de tensão do conversor CC-CA para cargas não lineares;
- Melhoramento dos resultados obtidos para o SST;
- Teste do funcionamento do SST para cargas não lineares;
- Desenvolvimento de uma única PCB que inclua os sensores e o condicionamento do sinal;
- Desenvolvimento de uma só placa de potência que contenha todos os conversores;
- Melhoramento da placa de driver, com inclusão de pontos de teste;
- Substituição do regulador de tensão LM7805, por um regulador de tensão comutado que apresenta uma eficiência superior, pois o regulador utilizado é linear e apresenta temperaturas elevadas;
- Ligação de sistemas de microgeração como painéis fotovoltaicos ou sistemas eólicos, para injeção de energia na rede elétrica ou alimentar as cargas;
- Ligação de sistemas de armazenamento de energia, como baterias;
- Teste do SST num ambiente residencial ou industrial;
- Desenvolvimento de uma aplicação para permitir a visualização da potência transmitida, do valor do $THD_{\%}$ da corrente e da tensão.

Lista de Referências

- [1] ExxonMobil, “The outlook for energy: A view to 2040,” 2014.
- [2] M. Ferreira Alves, “ABC dos sistemas elétricos de energia,” pp. 1–32, 1999.
- [3] BP, “67 th edition Contents is one of the most widely respected,” *Stat. Rev. World Energy*, pp. 1–56, 2018, ISSN: 0300-3604.
- [4] Associação Portuguesa de Energias Renováveis, “Portugal precisa da nossa energia,” 2018. [Online]. Available: <https://www.apren.pt/contents/documents/anuario-apren2018ebook-spreads-1.pdf>. [Accessed: 08-Nov-2018].
- [5] A. L. C. Lavado, “Os Actuais Desafios da Energia. Implementação e Utilização das Energias Renováveis.,” Universidade de Lisboa, 2009.
- [6] Sábado, “Energias renováveis permitiram menos seis milhões de toneladas de emissões de CO2 em Portugal.” [Online]. Available: [hhttps://www.sabado.pt/portugal/detalhe/energias-renovaveis-permitiram-menos-seis-milhoes-de-toneladas-de-emissoes-de-co2](https://www.sabado.pt/portugal/detalhe/energias-renovaveis-permitiram-menos-seis-milhoes-de-toneladas-de-emissoes-de-co2). [Accessed: 20-Jun-2019].
- [7] Sábado, “Produção renovável abasteceu 52% do consumo em 2018 em Portugal.” [Online]. Available: [hhttps://www.sabado.pt/portugal/detalhe/producao-renovavel-abasteceu-52-do-consumo-em-2018](https://www.sabado.pt/portugal/detalhe/producao-renovavel-abasteceu-52-do-consumo-em-2018). [Accessed: 20-Jun-2019].
- [8] Zap Notícias, “Costa quer Portugal sem centrais a carvão e com 80% de energias renováveis em 2030.” [Online]. Available: <https://zap.aeiou.pt/costa-portugal-sem-centrais-carvao-263248>. [Accessed: 20-Jun-2019].
- [9] “Diário da República, 1.ª série-N.º 211-2 de Novembro.”
- [10] Centro de Estudos em Economia da Energia dos Transportes e do Ambiente CEETA, “Tecnologias De Micro-Geração E Sistemas Periféricos,” *Tecnol. Micro-Geração e Sist. Periféricos*, pp. 48–52, 2001.
- [11] PortalEnergia, “Sistemas Microgeração.” [Online]. Available: <https://www.portal-energia.com/sistemas-microgeracao/>. [Accessed: 20-Jun-2019].
- [12] V. Monteiro, J. C. Ferreira, and J. L. Afonso, “Smart Battery Charger for Electric Mobility in Smart Grids,” in *Proceedings of the 1st International Conference on Smart Grids and Green IT Systems*, 2012, pp. 101–106. doi: 10.5220/0003954301010106.
- [13] C. Cecati, G. Mokryani, A. Piccolo, and P. Siano, “An overview on the smart grid concept,” in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2010, pp. 3322–3327. doi: 10.1109/IECON.2010.5675310.
- [14] V. J. Forte, “Smart Grid at National Grid,” in *2010 Innovative Smart Grid Technologies (ISGT)*, 2010, pp. 1–4. doi: 10.1109/ISGT.2010.5434729.
- [15] W.-H. E. Liu, K. Liu, and D. Pearson, “Consumer-centric smart grid,” in *ISGT 2011*, 2011, pp. 1–6. doi: 10.1109/ISGT.2011.5759170.
- [16] V. Monteiro, H. Gonçalves, J. C., and J. L., “Batteries Charging Systems for Electric and Plug-In Hybrid Electric Vehicles,” in *New Advances in Vehicular Technology and Automotive Engineering*, InTech, 2012. doi: 10.5772/45791.
- [17] M. Kolhe, “Smart Grid: Charting a New Energy Future: Research, Development and Demonstration,” *Electr. J.*, vol. 25, no. 2, pp. 88–93, Mar. 2012. doi: 10.1016/j.tej.2012.01.018, ISSN: 10406190.
- [18] J. Jackson, “Improving energy efficiency and smart grid program analysis with agent-based end-use forecasting models,” *Energy Policy*, vol. 38, no. 7, pp. 3771–3780, Jul. 2010. doi: 10.1016/j.enpol.2010.02.055, ISSN: 03014215.

- [19] W. Ketter, J. Collins, and P. Reddy, "Power TAC: A competitive economic simulation of the smart grid," *Energy Econ.*, vol. 39, pp. 262–270, Sep. 2013. doi: 10.1016/j.eneco.2013.04.015, ISSN: 01409883.
- [20] C. P. Vineetha and C. A. Babu, "Smart grid challenges, issues and solutions," in *2014 International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid (IGBSG)*, 2014, pp. 1–4. doi: 10.1109/IGBSG.2014.6835208.
- [21] J. L. Afonso and J. S. Martins, "Qualidade da energia eléctrica," *Rev. o Electr.*, vol. 9, pp. 66–71, 2004. doi: <http://hdl.handle.net/1822/1920>.
- [22] "9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation," in *International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, 2007.
- [23] W. K. A. Goncalves, J. C. De Oliveira, and V. L. S. Franco, "Harmonics produced by advanced static VAR compensator under electric power supply conditions with loss of quality," in *DRPT2000. International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies. Proceedings (Cat. No.00EX382)*, pp. 660–665. doi: 10.1109/DRPT.2000.855744.
- [24] I. S. 519-1992, "IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems IEEE Power and Energy Society.," 2014. doi: 10.1109/IEEESTD.2014.6826459.
- [25] G. E. Mog and E. P. Ribeiro, "Total harmonic distortion calculation by filtering for power quality monitoring," in *2004 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America (IEEE Cat. No. 04EX956)*, pp. 629–632. doi: 10.1109/TDC.2004.1432452.
- [26] J. E. Huber and J. W. Kolar, "Solid-State Transformers," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 10, no. 3, pp. 19–28, 2016. doi: 10.1109/MIE.2016.2588878, ISSN: 1932-4529.
- [27] Xu She and A. Huang, "Solid state transformer in the future smart electrical system," in *2013 IEEE Power & Energy Society General Meeting*, 2013, pp. 1–5. doi: 10.1109/PESMG.2013.6672768.
- [28] R. D. Henderson and P. J. Rose, "Harmonics: the effects on power quality and transformers," in *[Proceedings] IEEE 1993 Annual Textile, Fiber and Film Industry Technical Conference*, pp. 4/1-411. doi: 10.1109/TEXCON.1993.255783.
- [29] Xu She, A. Q. Huang, and R. Burgos, "Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 1, no. 3, pp. 186–198, Sep. 2013. doi: 10.1109/JESTPE.2013.2277917, ISSN: 2168-6777.
- [30] N. Verma, N. Singh, and S. Yadav, "Solid State Transformer for Electrical System: Challenges and Solution," in *2018 2nd International Conference on Electronics, Materials Engineering & Nano-Technology (IEMENTech)*, 2018, pp. 1–5. doi: 10.1109/IEMENTECH.2018.8465315.
- [31] J. E. Huber and J. W. Kolar, "Applicability of Solid-State Transformers in Today's and Future Distribution Grids," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 10, no. 1, pp. 317–326, Jan. 2019. doi: 10.1109/TSG.2017.2738610, ISSN: 1949-3053.
- [32] A. Shojaei and G. Joos, "A modular solid state transformer with a single-phase medium-frequency transformer," in *2013 IEEE Electrical Power & Energy Conference*, 2013, pp. 1–5. doi: 10.1109/EPEC.2013.6802940.
- [33] D. A. Acevedo Bueno, E. R. Cabral, and D. A. Silva, "Dispositivos De Carboneto De Silício Na Eletrônica De Potência: Uma Revisão," *XX Congr. Bras. Automática*, pp. 577–584, 2014.
- [34] L. Ferreira Costa, G. De Carne, G. Buticchi, and M. Liserre, "The Smart Transformer: A solid-state transformer tailored to provide ancillary services to the distribution grid," *IEEE Power Electron. Mag.*, vol. 4, no. 2, pp. 56–67, Jun. 2017. doi: 10.1109/MPREL.2017.2692381, ISSN: 2329-9207.
- [35] D. C. Erb, O. C. Onar, and A. Khaligh, "Bi-directional charging topologies for plug-in hybrid electric vehicles," in *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010, pp. 2066–2072. doi: 10.1109/APEC.2010.5433520.
- [36] J. Rodríguez, J. S. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, 2002. doi:

- 10.1109/TIE.2002.801052, ISSN: 02780046.
- [37] C. Feng, J. Liang, and V. G. Agelidis, "Modified phase-shifted PWM control for flying capacitor multilevel converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 1, pp. 178–185, Jan. 2007. doi: 10.1109/TPEL.2006.886600, ISSN: 08858993.
 - [38] A. Dannier and R. Rizzo, "An overview of Power Electronic Transformer: Control strategies and topologies," in *International Symposium on Power Electronics Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 2012, pp. 1552–1557. doi: 10.1109/SPEEDAM.2012.6264573.
 - [39] P. Lezana and J. Rodriguez, "Mixed Multicell Cascaded Multilevel Inverter," in *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2007, no. 1, pp. 509–514. doi: 10.1109/ISIE.2007.4374649.
 - [40] D. Rothmund, G. Ortiz, and J. W. Kolar, "SiC-based unidirectional solid-state transformer concepts for directly interfacing 400V DC to Medium-Voltage AC distribution systems," in *2014 IEEE 36th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, 2014, pp. 1–9. doi: 10.1109/INTLEC.2014.6972199.
 - [41] N. M. L. Tan, T. Abe, and H. Akagi, "Topology and application of bidirectional isolated dc-dc converters," in *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, 2011, pp. 1039–1046. doi: 10.1109/ICPE.2011.5944690.
 - [42] Z. Zhang, O. C. Thomsen, M. A. E. Andersen, J. D. Schmidt, and H. R. Nielsen, "Analysis and Design of Bi-directional DC-DC Converter in Extended Run Time DC UPS System Based on Fuel Cell and Supercapacitor," in *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2009, pp. 714–719. doi: 10.1109/APEC.2009.4802739.
 - [43] L. F. Costa, G. Buticchi, and M. Liserre, "Quadruple Active Bridge DC-DC converter as the basic cell of a modular Smart Transformer," in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2016, vol. 2016-May, pp. 2449–2456. doi: 10.1109/APEC.2016.7468209.
 - [44] K. Haddad and G. Joos, "Implementation issues for half-bridge and full-bridge active filters in single phase applications," in *CCECE '97. Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. Engineering Innovation: Voyage of Discovery. Conference Proceedings*, vol. 2, pp. 544–547. doi: 10.1109/CCECE.1997.608282.
 - [45] Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng, "Multilevel converters-a new breed of power converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 3, pp. 509–517, 1996. doi: 10.1109/28.502161, ISSN: 00939994.
 - [46] A. Ruderman and S. Schlosberg, "A hybrid asymmetric cascaded multilevel inverter comprising high resolution and symmetric low resolution parts," in *2008 IEEE 25th Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel*, 2008, pp. 021–025. doi: 10.1109/IEEEI.2008.4736550.
 - [47] V. Staudt, "Fryze - Buchholz - Depenbrock: A time-domain power theory," in *2008 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation*, 2008, pp. 1–12. doi: 10.1109/ISNCC.2008.4627481.
 - [48] S. Buso, L. Malesani, and P. Mattavelli, "Comparison of current control techniques for active filter applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 5, pp. 722–729, 1998. doi: 10.1109/41.720328, ISSN: 02780046.
 - [49] A. Araujo, J. G. Pinto, B. Exposto, C. Couto, and J. L. Afonso, "Implementation and comparison of different switching techniques for shunt active power filters," in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2014, pp. 1519–1525. doi: 10.1109/IECON.2014.7048703.
 - [50] V. Monteiro, J. C. Ferreira, D. Pedrosa, M. J. Sepúlveda, J. C. A. Fernandes, and J. L. Afonso, "Comprehensive Analysis and Comparison of Digital Current Control Techniques for Active Rectifiers," in *CONTROLO Portuguese Conference on Automatic Control*, 2016, pp. 655–666. doi: 10.1007/978-3-319-43671-5.
 - [51] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, 1998. doi: 10.1109/41.720325, ISSN: 02780046.

- [52] F. Krismer, S. Round, and J. W. Kolar, "Performance Optimization of a High Current Dual Active Bridge with a Wide Operating Voltage Range," in *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006, pp. 1–7. doi: 10.1109/PESC.2006.1712096, ISSN: 02759306.
- [53] B. Zhao, Q. Yu, and W. Sun, "Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC–DC Converter for Power Distribution in Microgrid," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 11, pp. 4667–4680, Nov. 2012. doi: 10.1109/TPEL.2011.2180928, ISSN: 0885-8993.
- [54] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, and Y. Sun, "Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC–DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 8, pp. 4091–4106, Aug. 2014. doi: 10.1109/TPEL.2013.2289913, ISSN: 0885-8993.
- [55] A. Rodriguez Alonso, J. Sebastian, D. G. Lamar, M. M. Hernando, and A. Vazquez, "An overall study of a Dual Active Bridge for bidirectional DC/DC conversion," in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2010, pp. 1129–1135. doi: 10.1109/ECCE.2010.5617847.
- [56] I. Kayaalp, T. Demirdelen, T. Koroglu, M. U. Cuma, K. C. Bayindir, and M. Tumay, "Comparison of Different Phase-Shift Control Methods at Isolated Bidirectional DC-DC Converter," *Int. J. Appl. Math. Electron. Comput.*, vol. 4, no. 3, p. 68, Aug. 2016. doi: 10.18100/ijamec.60506, ISSN: 2147-8228.
- [57] Hua Bai and C. Mi, "Eliminate Reactive Power and Increase System Efficiency of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC–DC Converters Using Novel Dual-Phase-Shift Control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 6, pp. 2905–2914, Nov. 2008. doi: 10.1109/TPEL.2008.2005103, ISSN: 0885-8993.
- [58] T. Porselvi and R. Muthu, "Comparison of Cascaded H-Bridge, Neutral Point Clamped and Flying Capacitor multilevel inverters using multicarrier PWM," in *2011 Annual IEEE India Conference*, 2011, pp. 1–4. doi: 10.1109/INDCON.2011.6139534.
- [59] A. Namboodiri and H. Wani, "Unipolar and Bipolar PWM Inverter," *IJIRSRT - Int. J. Innov. Res. Sci. Technol.*, vol. 1, no. 7, p. 7, 2014, ISSN: 2349-6010.
- [60] M. Karimi-Ghartmani and M. R. Iravani, "A New Phase-Locked Loop (PLL) System," *Proc. 44th IEEE 2001 Midwest Symp. Circuits Syst.*, pp. 421–424, 2001. doi: 10.1109/MWSCAS.2001.986202.
- [61] Texas Instruments, "TMS320F2833x , TMS320F2823x Digital Signal Controllers (DSCs)," pp. 1–203, 2019.
- [62] C. Technologies, "Hall Effect Voltage Sensor CYHVS5-25A," pp. 1–3, 2016.
- [63] LEM, "Current Transducer LTSR 15-NP," pp. 1–3, 2014.
- [64] Texas Instruments, "LM555 Timer," pp. 1–27, 2015.
- [65] A. Devices, "Isolated Precision Half-Bridge Driver, 4 A Output," pp. 1–20, 2017.
- [66] M. P. Solutions, "MEJ1 Series," pp. 1–9, 2017.
- [67] N. Semiconductors, "BYC8-600 Hyperfast power diode," pp. 1–10, 2013.
- [68] Cree, "C3M0120090D Silicon Carbide Power MOSFET," no. 1, pp. 1–10, 2015.
- [69] E. C. Kemet, "Polypropylene Pulse/High Frequency Capacitors," pp. 1–14, 2018.
- [70] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamental Power Electronics*, 2nd ed. Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [71] Epcos, "Ferrites and accessories-SIFERRIT material N87," 2017.
- [72] P. Technology, "American Wire Gauge Chart and AWG Electrical Current Load Limits table with ampacities, wire sizes, skin depth frequencies and wire breaking strength." [Online]. Available: http://www.powerstream.com/Wire_Size.htm. [Accessed: 15-Sep-2019].
- [73] EPCOS, "Metallized Polypropylene Film Capacitor DC-Link Capacitor," pp. 1–20, 2018.